

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЕ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Оренбургский государственный университет»

Р.Р. ГРИГОРЬЕВ, Р.Р. ГРИГОРЬЕВ, А.Д.СТРЕКАЛОВСКАЯ

ОБРАБОТКА БИОМЕДИЦИНСКИХ СИГНАЛОВ В АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВАХ

Рекомендовано Ученым советом
государственного образовательного учреждения
высшего профессионального образования
«Оренбургский государственный университет»
в качестве учебного пособия для студентов, обучающихся
по программам высшего профессионального образования
по специальности «Инженерное дело в медико-биологической практике»

Оренбург 2008

УДК 621.384 (076.5)

ББК 32.85я73

Г 83

Рецензент

доцент кафедры промышленной электроники и информационно-измерительной техники, кандидат технических наук, доцент
А.В. Хлуденев

Григорьев Р.Р., Григорьев Р.Р., Стрекаловская А.Д.

Г83 **Обработка биомедицинских сигналов в аналоговых электронных устройствах: учеб. пособие / Григорьев Р.Р., Григорьев Р.Р., Стрекаловская А.Д. – Оренбург: ГОУ ОГУ, 2008. - 124 с.**

ISBN

В учебном пособии раскрываются вопросы методов обработки биомедицинских сигналов и данных на основе протекающих физических процессов в электронных устройствах различного назначения, а также значение электронных устройств в современной радиоэлектронике, научно-технические проблемы и перспективы развития электронных устройств.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по программам высшего профессионального образования по специальности 200402.65 – «Инженерное дело в медико-биологической практике», при изучении дисциплины «Методы обработки биомедицинских сигналов и данных».

Г 23020300

ББК 32.85я73

ISBN

© Григорьев Р.Р.,
© Григорьев Р.Р.,
© Стрекаловская А.Д., 2008
© ГОУ ОГУ, 2008

Содержание

Введение.....	5
1 Значение аналоговых устройств в современной радиоэлектронике.....	7
2 Преимущества и недостатки аналоговых и цифровых устройств.....	8
3 Основные параметры электронных устройств.....	10
3.1 Входное и выходное сопротивления.....	10
3.2 Коэффициент усиления.....	12
3.3 Нелинейные искажения.....	14
3.4 Коэффициент полезного действия.....	15
3.5 Собственные помехи.....	15
4 Характеристики аналоговых электронных устройств.....	16
4.1 Амплитудно- и фазочастотная характеристики.....	16
4.2 Переходная характеристика.....	19
4.3 Амплитудная характеристика и динамический диапазон усилителя.....	20
5 Выходные характеристики транзистора.....	21
5.1 Понятие рабочей точки.....	21
5.2 Нагрузочная характеристика и траектория движения рабочей точки.....	24
6 Теория обратной связи.....	29
6.1 Основные определения теории обратной связи.....	29
6.2 Виды однопетлевой обратной связи.....	32
6.3 Влияние отрицательной обратной связи на частотно-фазовые характеристики усилителя.....	33
7 Влияние обратной связи на нелинейные искажения и устойчивость АЭУ.....	35
7.1 Нелинейные искажения.....	35
7.2 Амплитудно- и фазочастотная характеристики.....	36
7.3 Переходная характеристика.....	39
7.4 Амплитудная характеристика и динамический диапазон усилителя.....	40
7.5 Понятие об устойчивости усилителя.....	41
8 Принцип электронного усиления.....	43
8.1 Усилительный каскад.....	43
8.2 Режимы работы усилительных элементов.....	45
8.3 Способы включения транзистора в схему усилительного каскада.....	48
9 Повторители напряжения.....	50
9.1 Эмиттерный и истоковый повторители.....	50
9.2 Сложные эмиттерные повторители.....	53
10 Аналоговые интегральные схемы.....	55

10.1	Общие сведения об аналоговых интегральных схемах.....	55
11	Особенности схемотехники интегральных усилителей.....	56
11.1	Источники постоянного тока и напряжения.....	56
11.2	Схема «токового зеркала».....	60
11.3	Составной транзистор.....	61
12	Общие сведения об операционных усилителях.....	63
12.1	Структурная схема ОУ.....	63
12.2	Основные параметры и частотные свойства ОУ.....	66
12.3	Неинвертирующий усилитель.....	69
12.4	Повторитель напряжения.....	70
12.5	Инвертирующий усилитель.....	71
13	Усилитель переменного тока на операционном усилителе	72
14	Устройства суммирования и вычитания	75
14.1	Инвертирующий сумматор	75
14.2	Схема сложения-вычитания	76
14.3	Неинвертирующий сумматор	77
15	Устройства сравнения сигналов	79
16	Интегрирующее устройство	82
17	Дифференцирующее устройство	84
18	Нелинейные преобразователи аналоговых сигналов	86
18.1	Усилитель с возрастающим коэффициентом передачи	86
18.2	Детекторы электрических сигналов	88
19	Работа аналоговых трактов при сигналах повышенной интенсивности	89
20	Устройства логарифмирования, антилогарифмирования и умножения	92
20.1	Устройства логарифмирования, антилогарифмирования	92
20.2	Устройства умножения сигналов	95
21	Общие сведения об активных фильтрах	98
21.1	Фильтр низких частот и фильтр высоких частот	99
21.2	Полосовой и режекторный фильтры	102
	Заключение.....	105
	Список использованных источников.....	106
	Приложение А Выбор схем усилителей и выполнение их расчетов.....	107
	Приложение Б Оценка параметров и характеристик усилителя с цепью ООС.....	112
	Приложение В Расчет усилителей на основе аналоговых интегральных схем.....	115
	Приложение Г Линейные преобразователи аналоговых сигналов.....	119
	Приложение Д Выбор схем усилителей на ОУ и выполнение расчетов.....	122

Введение

Дальнейшее развитие аналоговой схемотехники, как и электроники в целом, неразрывно связано с вопросами обработки больших массивов информации. Особенно актуально это для систем медицинского назначения, где требуется обрабатывать большие объемы информации, как правило, в реальном масштабе времени. Особая роль в решении названных задач отводится интегральной электронике. Дальнейшее развитие интегральной электроники на основе схемотехнических решений становится невозможным, поскольку сталкивается с рядом принципиальных проблем, обусловленных предельными возможностями быстродействия интегральных микросхем.

Одной из важнейших проблем является проблема межэлементных соединений в интегральных схемах, ограничивающих их быстродействие за счет паразитных параметров (распределенных емкостей и индуктивностей). Эта проблема усугубляется еще и тем, что с ростом степени интеграции возрастает доля площади кристалла, занятой межэлементными соединениями, и поэтому работа по повышению быстродействия отдельных активных элементов не приводит к ожидаемому повышению быстродействия интегральной схемы в целом. В то же время очевидно, что круг задач, стоящих перед техникой обработки информации, требует повышения степени функциональной интеграции.

Современные электронные устройства обеспечивают время задержки сигнала при прохождении от входа до выхода не более 10^{-9} - 10^{-10} с/вентиль при максимальной скорости обработки информации 10^9 - 10^{10} оп/с. Такие характеристики уже недостаточно эффективны для обработки больших массивов информации в реальном масштабе времени, решения задач искусственного интеллекта и т. п.

Казалось бы, проблема может быть решена заменой гальванических межъядерных связей на оптические. Однако применение оптоэлектронных процессов, весьма перспективных с точки зрения повышения скорости обработки информации, потребует помимо технологических сложностей введения в многократно повторяющуюся от ячейки к ячейке последовательность преобразования потенциал — заряд — ток — заряд — потенциал еще двух оптоэлектронных преобразователей — на выходе и входе каждой из ячеек. Вероятность сбоя при этом неизбежно возрастет.

Одним из альтернативных путей дальнейшего развития электроники по отношению к классическому схемотехническому направлению может являться использование динамических неоднородностей в качестве носителя информации при обработке больших ее массивов. Это направление, развиваемое у нас в стране академиком Ю. В. Гуляевым, профессором Я. А. Федотовым и другими, получило название функциональной электроники.

В устройствах функциональной электроники массив информационных сигналов может быть обработан целиком, а не в виде отдельных битов информации, как в схемотехнической электронике. При этом возможна обработка информации в аналоговом и цифровом видах одновременно. Все это позволяет достигнуть производительности более 10^{15} оп/с.

Различны также функциональные возможности устройств схемотехнической и функциональной интегральной электроники.

Для устройств схемотехнической электроники характерен ограниченный набор выполняемых функций (арифметические действия с числами, хранение информации), реализуемых с помощью элементарных логических элементов И, ИЛИ, НЕ и их различных комбинаций. Важным свойством устройств функциональной электроники является использование в процессах обработки информации элементарных функций высшего порядка, примерами которых являются фурье-преобразование, операции свертки, корреляции и автокорреляции, управляемая задержка и фильтрация информационных сигналов, их когерентное сложение и ответвление (деление), комбинированная обработка сигналов и т. д. Поэтому устройство функциональной электроники может рассматриваться как процессор, одновременно обрабатывающий большой объем информации. Важно отметить, что обработка информации в такого типа процессорах происходит в аналоговом виде, без перевода аналогового сигнала в цифровой код, т. е. без передачи ее по проводникам.

Имеются достаточные основания считать, что последующее развитие электроники пойдет по пути не только дальнейшей микроминиатюризации классической схемотехнической электроники, но и развития функциональной электроники, способной решить сложные вопросы обработки больших массивов информации в реальном масштабе времени.

Одним из наиболее перспективных направлений дальнейшего развития электроники считается использование нанотехнологий, основанных на выращивании специальных материалов на основе атомов и молекул различных веществ. С конца 90-х годов XX-го столетия этому направлению придается огромное значение в таких странах как США, Япония, Германия и др. Большой вклад в развитие нанотехнологий внесли и российские ученые.

В ближайшей перспективе в результате развития такого направления как наноэлектроника ожидается появление:

- квантовых нитей – суперпроводящих устройств, применяемых в качестве генераторов субмиллиметрового диапазона волн;
- нанотранзисторов;
- запоминающих энергонезависимых наноэлектронных устройств;
- нейроструктуры для нанокomпьютеров;
- изделий наноэлектронной техники на основе новых материалов для работы при температурах 2000 – 3000 град. С и в условиях ядерного взрыва; высокотемпературных усилителей, генераторов и логических устройств для съема информации с первичных датчиков в частотном диапазоне до нескольких терагерц (10^{12} Гц) и др.

1 Значение аналоговых устройств в современной радиоэлектронике

Первое слово в названии дисциплины – схемотехника – характеризует научно-техническое направление, охватывающее проблемы исследования и разработки электронных устройств и принципов их использования.

Под электронным устройством (ЭУ) понимают электронное средство, представляющее собой функционально законченную сборочную единицу, выполненную на несущей конструкции, реализующее функции передачи, приема и преобразования информации (электронный усилитель, радиоприемное устройство, радиопередающее устройство, электронное реле, устройство управления и т.п.).

Широкое применение ЭУ основано на возможности замены физических параметров различных процессов соответствующими параметрами электрических сигналов. Это позволяет достаточно просто реализовать требуемый алгоритм обработки информации, используемый в системах измерения, контроля и управления реально протекающих процессов. Подобные системы представляют собой последовательное соединение датчика, электронного и исполнительного устройств (рисунок 1.1). При этом датчик преобразует какой-либо физический параметр процесса (объекта) в электрический сигнал, ЭУ преобразует электрический сигнал датчика по заданному алгоритму, а исполнительное устройство преобразует сигнал ЭУ в физическую величину, с помощью которой осуществляется воздействие на состояние процесса или объекта.

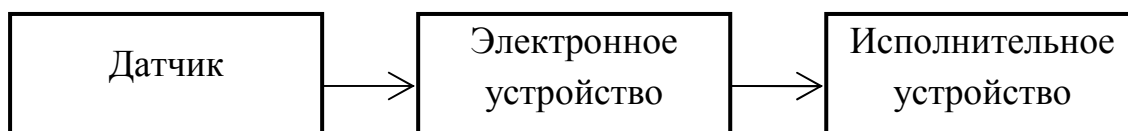


Рисунок 1.1 – Структурная схема системы контроля и управления

В системах измерения, контроля и управления используются сигналы двух видов: аналоговые и дискретные. К аналоговым относятся сигналы, которые изменяются по тому же закону, что и характеризуемые (описываемые) ими физические процессы. Аналоговые сигналы заданы (известны, могут быть измерены) во все моменты времени. Аналоговый сигнал как функция времени может быть наглядно представлен графиком или осциллограммой. График может содержать точки разрыва, например иметь форму импульсов.

В отличие от аналогового у дискретного сигнала значения известны не во все моменты времени, а только в некоторые, например один раз в каждую миллисекунду. Но по форме (а не по содержанию) любой дискретный сигнал является аналоговым. Частным видом дискретного сигнала является цифровой. Он получается, если числовые значения дискретного сигнала выразить группами импульсов, обозначающими соответствующие числа (обычно в двоичной системе счисления, как самой простой для отражения импульсами).

2 Преимущества и недостатки аналоговых и цифровых устройств

В соответствии с видами обрабатываемых сигналов, все электронные устройства можно разделить на две группы: аналоговые и цифровые.

Аналоговые электронные устройства (АЭУ) – это устройства усиления и обработки аналоговых электрических сигналов, выполненные на основе электронных приборов.

Цифровые электронные устройства – это устройства, предназначенные для преобразования и обработки информации, изменяющейся по закону дискретной функции.

Преимущества аналоговых устройств перед цифровыми – сравнительная простота, надежность, максимально достижимые точность и быстродействие – обеспечили им самое широкое применение, несмотря на наличие таких недостатков, как низкая помехоустойчивость, нестабильность параметров, трудность долговременного хранения результата обработки. Объектом изучения дисциплины являются именно аналоговые электронные устройства различного назначения.

Цифровые электронные устройства изучаются в дисциплине «Цифровые устройства и микропроцессоры».

В основе развития аналоговой схемотехники, как и электроники в целом, лежит непрерывное усложнение функций, выполняемых электронными устройствами. На определенных этапах становится невозможным решать новые задачи старыми электронными средствами. В результате этого появляются предпосылки для дальнейшего совершенствования элементной базы. Основными факторами, вызывающими необходимость разработки электронных устройств на новой элементной базе, являются повышение надежности, уменьшение габаритов, массы, стоимости и потребляемой мощности.

В зависимости от применяемой элементной базы можно выделить четыре основных поколения развития промышленной электроники, а вместе с ней, соответственно, и аналоговых электронных устройств.

I поколение (1904—1950 г.г.) характеризуется тем, что основу элементной базы электронных устройств составляли электровакуумные приборы, и, в первую очередь, электронные лампы. Электронные устройства, выполненные на лампах, имели сравнительно большие габариты и массу. Число элементов в единице объема (плотность монтажа) электронных устройств I-го поколения составляло $\gamma = 0,001 - 0,003$ эл/см³. Сборка таких электронных устройств осуществлялась, как правило, вручную, путем соединения электровакуумных приборов между собой и с соответствующими пассивными элементами (резисторами, катушками индуктивности и конденсаторами) с помощью проводов.

II поколение (1950 – начало 60-х годов) характеризовалось применением в качестве основной элементной базы дискретных полупроводниковых приборов (диодов, транзисторов и тиристоров). Сборка электронных устройств II-го поколения осуществлялась обычно автоматически с применением печат-

ного монтажа, при котором полупроводниковые приборы и пассивные элементы располагались на печатной плате – диэлектрической пластине с металлизированными отверстиями (для подсоединения полупроводниковых приборов и пассивных элементов), соединенными между собой проводниками. Проводники выполнялись путем осаждения медного слоя на плату по заранее заданному печатному рисунку, соответствующему определенной электронной схеме. Плотность монтажа электронных устройств II-го поколения за счет применения малогабаритных элементов составляла $\gamma \approx 0,5$ эл/см³.

III поколение электронных устройств (1960 – 1980 г.г.) связано с бурным развитием микроэлектроники – раздела электроники, охватывающего исследование и разработку качественно нового типа электронных приборов – интегральных схем – и принципов их применения. Основой элементной базы этого поколения электронных устройств стали интегральные схемы и микросборки.

Интегральная схема (ИС) представляет собой совокупность нескольких взаимосвязанных элементов (транзисторов, резисторов, конденсаторов и др.), изготовленных на одной и той же несущей конструкции (подложке) и выполняющих определенную функцию преобразования информации. Микросборка представляет собой ИС, в состав которой входят однотипные элементы (например, только диоды или только транзисторы).

В этот период широкое развитие находит блочная конструкция электронных устройств – набор печатных плат, на которые монтируют ИС и микросборки. Плотность монтажа электронных устройств III-го поколения составляет $\gamma \leq 50$ эл/см³.

Этот этап развития электронных устройств характеризуется не только резким уменьшением габаритов, массы и энергопотребления, но и резким повышением их надежности, в том числе и за счет сведения к минимуму ручного труда при изготовлении электронных устройств.

IV поколение (с 1980 г. по настоящее время) характеризуется дальнейшей микроминиатюризацией электронных устройств на базе применения БИС и СБИС, когда уже отдельные функциональные блоки выполняются в одной интегральной схеме, представляющей собой готовое электронное устройство приема, преобразования или передачи информации. Такие электронные устройства, выполненные в виде СБИС, в ряде случаев позволяют полностью обеспечить требуемый алгоритм обработки исходной информации и существенно повысить надежность их функционирования.

Плотность монтажа электронных устройств IV-го поколения составляет $\gamma = 1000$ эл/см³ и выше.

Большой вклад в развитие электроники внесли советские инженеры и ученые. Так благодаря нашим соотечественникам Н.Л.Безладнову, С.Н.Кризе, Н.Н.Павлову был разработан усилитель с двухтактным выходным каскадом. Теоретические работы советских физиков во главе с академиком А.Ф.Иоффе способствовали появлению в 30-х годах XX века полупроводниковых приборов. Работы О.В.Лосева позволили создать в 1948 – 1952 г.г. трехэлектродный полупроводниковый прибор (транзистор).

3 Основные параметры электронных устройств

Сумму сведений, характеризующих основные свойства технического устройства, называют его показателями. Технические показатели электронного устройства характеризуют усиление, искажения, точность преобразования, уровни сигналов на входе и выходе и т. д. и позволяют оценить степень пригодности устройства для того или иного применения.

Рассмотрим технические показатели усилителей как основного типа АЭУ. Большая часть их параметров могут быть отнесены и к другим аналоговым устройствам, выполненным на основе усилителей.

К основным параметрам усилителя относятся: входное и выходное сопротивления, коэффициент усиления, допустимый уровень линейных и нелинейных искажений, уровень собственных шумов, коэффициент полезного действия, динамический диапазон изменения входного сигнала.

Рассмотрим эти параметры более подробно (приложение А).

3.1 Входное и выходное сопротивления

Входное и выходное сопротивления – важнейшие параметры усилительных устройств. Их значения должны учитываться при согласовании усилительного устройства как с источником входного сигнала, так и с нагрузкой. В общем виде значения входного и выходного сопротивлений носят комплексный характер и являются функцией частоты.

Усилитель может быть представлен эквивалентной схемой, изображенной на рисунке 3.1. Как видно из рисунка, такая схема является четырехполюсником – то есть электрической системой с четырьмя внешними зажимами.

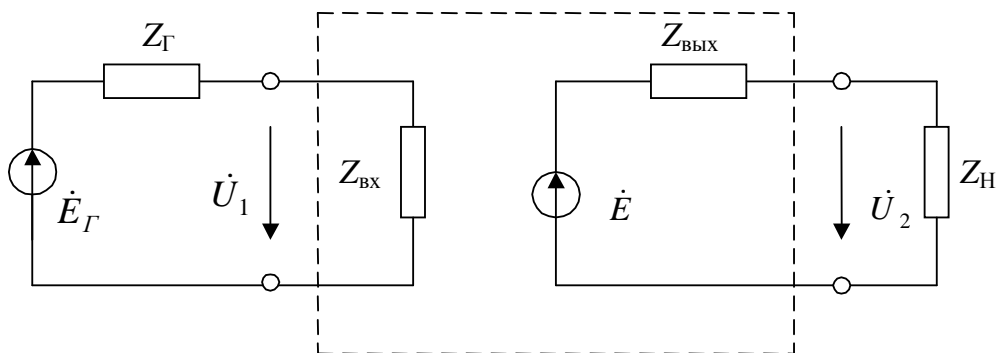


Рисунок 3.1 – Эквивалентная схема усилителя

Входное сопротивление $Z_{\text{вх}}$ усилителя представляет собой внутреннее сопротивление между его входными зажимами. В большинстве случаев – это параллельное соединение резистивного (активного) сопротивления $R_{\text{вх}}$ и емкости $C_{\text{вх}}$. Входное сопротивление усилителя может быть представлено в виде отношения комплексных амплитуд напряжения \dot{U}_1 между входными зажимами усилителя и тока \dot{I}_1 , протекающего в его входной цепи:

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_1}{i_1}, \text{ при } R_H = \text{const.} \quad (3.1)$$

Величину входного сопротивления выбирают либо в зависимости от характера сопротивления источника сигнала, либо в зависимости от вида согласования усилительного устройства с источником сигнала – по току, по напряжению или по мощности. Обычно желательно обеспечить большое $R_{\text{вх}}$ и малое $C_{\text{вх}}$. Но если входной сигнал подается по кабелю, то для согласования с ним требуется $R_{\text{вх}}$ усилителя, равное волновому сопротивлению кабеля (обычно составляющему 75 или 50 Ом). В некоторых измерительных усилителях иногда требуется, чтобы $R_{\text{вх}} \rightarrow 0$.

Значения коэффициентов усиления по напряжению, току и мощности зависят от соотношения $Z_{\text{вх}}$ и Z_{Γ} . Если нужно получить максимальный коэффициент усиления по напряжению, то необходимо выполнить условие:

$$Z_{\Gamma} \ll Z_{\text{вх}},$$

для получения максимального коэффициента усиления по току необходимо, чтобы

$$Z_{\Gamma} \gg Z_{\text{вх}},$$

а для максимального усиления мощности нужно выполнить равенство

$$Z_{\Gamma} = Z_{\text{вх}}.$$

Выходное сопротивление $Z_{\text{вых}}$ усилителя — это внутреннее сопротивление между его выходными зажимами. По отношению к нагрузке усилитель является источником колебаний, внутреннее сопротивление которого равно

$$\dot{Z}_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}_{2\text{хх}}}{i_{2\text{кз}}}, \quad (3.2)$$

где $\dot{U}_{2\text{хх}}$ - комплексная амплитуда выходного напряжения в режиме холостого хода (при $R_H = \infty$);

$\dot{I}_{2\text{кз}}$ - комплексная амплитуда выходного тока при коротком замыкании в нагрузке ($R_H = 0$).

При выборе значения выходного сопротивления усилителя в каждом конкретном случае, как и при выборе входного сопротивления, подходят индивидуально. В частности, если усилитель работает на нагрузку, подключаемую через коаксиальный кабель, с которым она согласована, $R_{\text{вых}}$ должно равняться

волновому сопротивлению кабеля во избежание отражений, приводящих к искажениям формы импульсов.

Для усилителей звуковой частоты желательно, чтобы их выходное сопротивление было как можно меньше. Это демпфирует (подавляет) собственные колебания подвижной системы громкоговорителя и ослабляет зависимость выходного напряжения от сопротивления нагрузки.

В общем случае можно использовать те же рекомендации, что и при выборе входного сопротивления, а именно:

– если нужно получить максимальный коэффициент усиления по напряжению, то необходимо выполнить условие:

$$Z_{\text{вых}} \ll Z_{\text{н}};$$

– для получения максимального коэффициента усиления по току необходимо, чтобы

$$Z_{\text{вых}} \gg Z_{\text{н}};$$

– для максимального усиления мощности нужно выполнить равенство

$$Z_{\text{вых}} = Z_{\text{н}}.$$

3.2 Коэффициент усиления

Коэффициент усиления является одним из наиболее важных параметров усилителя. В зависимости от типа усиливаемой величины, различают коэффициенты усиления напряжения K_U , тока K_I и мощности K_P .

Коэффициент усиления напряжения (передачи напряжения) усилителя — это отношение амплитудных или действующих значений выходного и входного напряжений: $K_U = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = U_2 / U_1$. Он определяется в установившемся режиме при гармоническом (синусоидальном) входном сигнале, на практике используется наиболее часто.

Коэффициентом усиления тока называется отношение

$$K_I = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{I_2}{I_1}.$$

Он используется реже, так как для измерения токов требуется осуществлять разрыв цепей, что трудоемко.

Отношение мощности усиленного колебания в нагрузке к мощности, подаваемой на вход, называется коэффициентом усиления мощности

$$K_p = \frac{P_H}{P_{вх}}. \quad (3.3)$$

Все три коэффициента усиления взаимосвязаны очевидными соотношениями:

$$K_p = K_I * K_U,$$

$$K_I = \frac{K_U * Z_{вх}}{Z_H}. \quad (3.4)$$

При последовательном соединении нескольких усилительных каскадов общий коэффициент усиления системы определяется как произведение коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$K_{общ} = K_1 * K_2 * \dots * K_n.$$

В связи с тем, что громкость слухового восприятия звукового сигнала пропорциональна логарифму его интенсивности, для сравнения мощностей двух колебаний была введена логарифмическая единица бел (названа по имени изобретателя телефона А. Белла). Коэффициент усиления мощности обычно выражают в более мелких единицах — децибелах:

$$K_p, \text{ дБ} = 10 \lg K_p. \quad (3.5)$$

Если мощности P_H и $P_{вх}$ выделяются на одинаковых сопротивлениях ($R_H = R_{вх} = R$), то их отношение в децибелах можно выразить через отношение напряжений

$$10 \lg \frac{U_{вых}^2 / R}{U_{вх}^2 / R} = 20 \lg \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = 20 \lg K_U = K_U, \text{ дБ}.$$

Последнюю запись часто используют для выражения в децибелах коэффициента усиления напряжения даже при $R_H \neq R_{вх}$ (хотя это и не корректно). Аналогично можно записать и для коэффициента усиления тока

$$10 \lg \frac{I_{вых}^2 * R}{I_{вх}^2 * R} = 20 \lg \frac{I_{вых}}{I_{вх}} = 20 \lg K_I = K_I, \text{ дБ}.$$

Логарифмические единицы удобны тем, что позволяют перемножение коэффициентов усиления заменить сложением, то есть

$$K_{общ}, \text{ дБ} = K_1, \text{ дБ} + K_2, \text{ дБ} + \dots + K_n, \text{ дБ}.$$

3.3 Нелинейные искажения

Нелинейные искажения — это изменения формы колебания, обусловленные нелинейностью характеристик транзисторов, диодов, магнитопроводов, полупроводниковых конденсаторов микросхем и других элементов. Параметры нелинейных элементов зависят от воздействующего на них тока или напряжения. Отличительным признаком нелинейных искажений является то, что им подвержено даже гармоническое (синусоидальное) колебание. На этом и основана их простейшая количественная оценка с помощью коэффициента гармоник. Если на вход усилителя подать чисто гармоническое напряжение, то на выходе получим не только его первую гармонику, но и высшие гармоники, появляющиеся в результате изменения формы колебания.

Коэффициентом гармоник называется отношение действующего (эффективного) значения суммы высших гармоник выходного напряжения к действующему значению его первой гармоники:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \quad (3.6)$$

Результат не изменится, если в эту формулу подставить не действующие, а амплитудные значения, причем вместо напряжений можно оперировать токами.

В звуковых сигналах нелинейные искажения воспринимаются как хрип или дребезжание. При $K_{\Gamma} < 2 \dots 3\%$ они почти незаметны на слух. Однако в высококачественных усилителях звуковых частот обеспечивают коэффициент гармоник $K_{\Gamma} < 0,2\%$, а в усилителях многоканальной связи — сотые и тысячные доли процента (во избежание взаимных помех каналов).

Во всяком усилителе нелинейные искажения увеличиваются при приближении амплитуды выходного напряжения к максимально возможному значению. Выходное (и входное) напряжение, при котором коэффициент гармоник усилителя равен заданному допустимому значению, называется номинальным. Номинальной называется и соответствующая выходная мощность:

$$P_{\text{вых ном}} = \frac{U_{\text{вых ном}}^2}{R_H}. \quad (3.7)$$

При усилении сложных сигналов возникают не только гармоники спектральных составляющих, но и их комбинационные частоты. При усилении импульсных сигналов прямоугольной формы нелинейность усилителя не приводит к искажению формы отдельных импульсов, но изменяет соотношение их амплитуд (если они не равны). При усилении пилообразных импульсов их форма искажается.

3.4 Коэффициент полезного действия

Коэффициент полезного действия (КПД) η усилителя характеризует экономичность расходования энергии питания. Обычно он измеряется при усилении гармонического колебания частоты 1 кГц, Общий КПД всего усилителя называется промышленным. Он представляет отношение номинальной выходной мощности, отдаваемой в нагрузку, к суммарной мощности, потребляемой им от всех источников питания:

$$\eta_{\Sigma} = \frac{P_H}{P_{\Sigma}}. \quad (3.8)$$

Разность $P_{\Sigma} - P_H = P_{\text{пот}}$ является мощностью потерь в усилителе.

Находит применение также такой показатель, как КПД выходной цепи усилительного элемента (УЭ), который представляет собой отношение мощности переменного тока, создаваемой в выходной цепи УЭ (например, транзистора), к мощности питания, потребляемой этой цепью: $\eta = P_{\sim} / P_{\text{п}}$. Он учитывает потери мощности только в УЭ и применяется для оценки экономичности окончных каскадов как основных потребителей энергии питания.

Чем выше КПД усилителя, тем меньше мощность потерь в нем, которая превращается в тепло. Например, для предотвращения перегрева окончных транзисторов их приходится снабжать радиаторами, размеры которых могут быть тем меньше, чем выше КПД. Таким образом, КПД усилителя косвенно характеризует также его удельные размеры и массу (на единицу выходной мощности).

Экономичность питания усилителя оценивают по КПД и по току питания в режиме покоя (при отсутствии сигнала).

3.5 Собственные помехи

Усилитель передает на выход не только усиленный полезный сигнал, но и нежелательные колебания, возникающие внутри него и поэтому называемые собственными помехами. Основными из них являются фон, наводки и шумы, а в усилителях постоянного тока — еще и дрейф нуля.

Фон — это колебание с частотой питающей сети или кратной ей. Обычно оно попадает в усилитель по цепям питания из-за недостаточного сглаживания пульсаций выпрямителя питающего напряжения. В ламповых усилителях дополнительным источником фона являются цепи накала катодов, если они питаются переменным током.

Наводками называются помехи, наводимые на цепи усилителя электрическими и магнитными полями. Источниками этих полей могут быть сетевой трансформатор блока питания, его соединительные провода, провода электросети или какие-либо электроустановки.

Для количественной оценки фона и наводок используют отношение их напряжения на выходе усилителя к выходному гармоническому напряжению, соответствующему номинальной выходной мощности. Для качественных усилителей напряжение фона составляет – 60 ... – 70 дБ.

Собственные шумы усилителя представляют собой флуктуационные колебания, обусловленные хаотическим движением свободных носителей заряда (электронов и дырок) во всех электропроводящих материалах, из которых сделаны детали усилителя.

Шумы возникают на микроскопическом уровне строения материалов и поэтому очень слабые. Но, будучи усиленными многокаскадным усилителем, они могут оказаться соизмеримыми с уровнем полезного сигнала. В отличие от фона и наводок, полностью устранить собственные шумы усилителя принципиально невозможно.

Дрейфом нуля называют медленные изменения выходного напряжения усилителя из-за нестабильности напряжения питания и характеристик транзисторов. Дрейф в основном проявляется в усилителях постоянного тока. Количественно его оценивают напряжением или током дрейфа, пересчитанным ко входу. Так же оценивают иногда и уровень фона.

4 Характеристики аналоговых электронных устройств

4.1 Амплитудно- и фазочастотная характеристики

При прохождении сложного колебания через линейный четырехполюсник форма колебания на выходе четырехполюсника может отличаться от формы сигнала на его входе. Это обуславливается двумя причинами:

а) отдельные гармонические составляющие входного сигнала усиливаются неодинаково (рисунок 4.1, б);

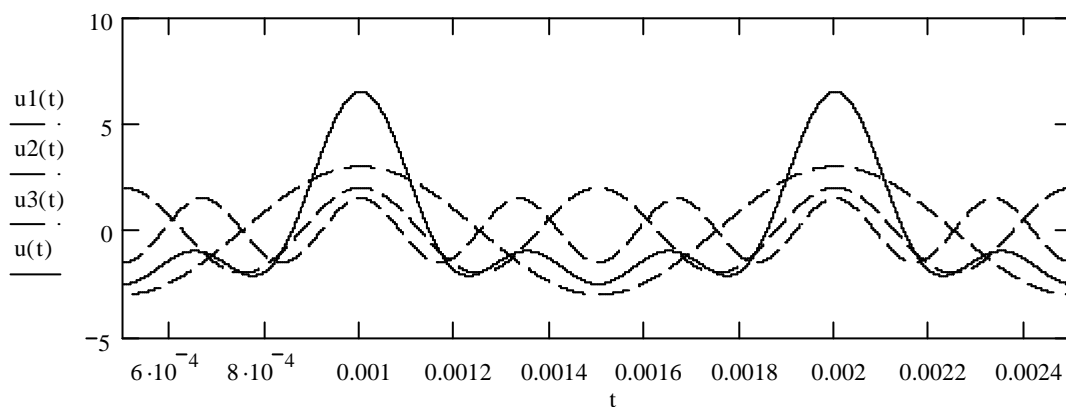
б) фазовые сдвиги, которые приобретают гармонические составляющие сигнала, пройдя через четырехполюсник, изменяют их взаимный сдвиг во времени (рисунок 4.1, в).

Искажения формы сигнала в линейной системе, вызванные названными причинами, называются линейными искажениями.

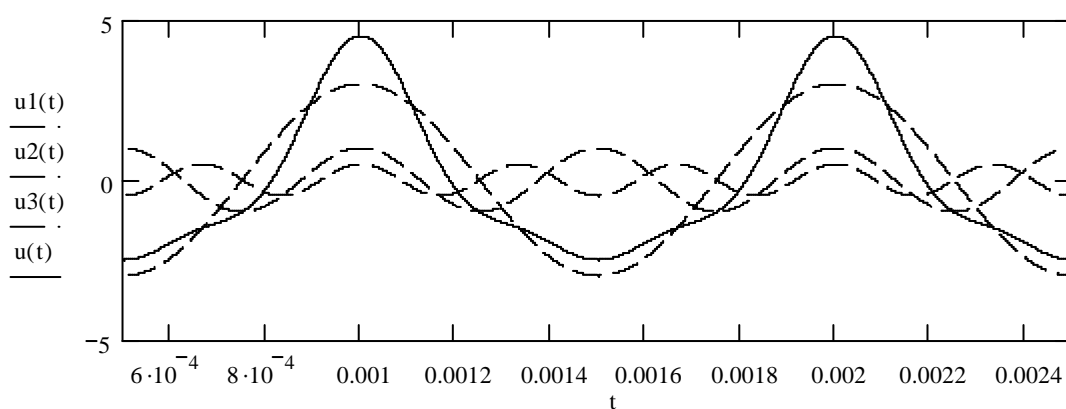
Предположим, что на вход усилителя поступает сигнал, комплексная амплитуда которого равна $\dot{U}_1 = U_1 e^{j\varphi_1(\omega)}$. В результате усиления на нагрузке усилителя появляется напряжение $\dot{U}_2 = U_2 e^{j\varphi_2(\omega)}$. Комплексный коэффициент усиления напряжения равен

$$K_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{U_2}{U_1} * e^{j[\varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)]} = K(\omega) * e^{j\varphi(\omega)}.$$

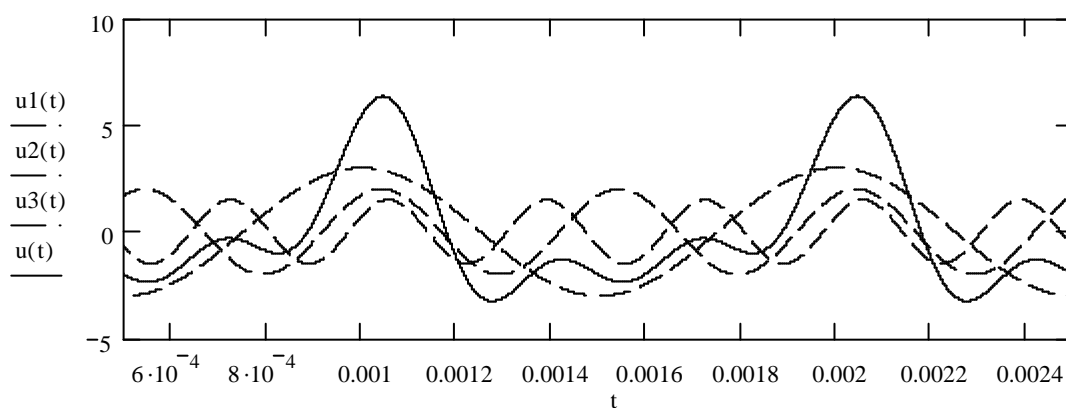
Модуль комплексного коэффициента усиления напряжения $K(\omega)$ называется коэффициентом усиления усилителя.



a)



б)



в)

Рисунок 4.1 – Осциллограммы напряжений на выходе четырехполюсника

Зависимость K от частоты называется амплитудно-частотной (кратко — частотной) характеристикой (АЧХ) усилителя. Она изображена на рисунке 4.2, а. По горизонтали отложена угловая частота $\omega = 2\pi f$. Вместо частоты ω можно откладывать частоту f . Для АЧХ типичным является на-

личие так называемой области средних частот, в которой K почти не зависит от частоты и обозначается K_0 . Его иногда называют номинальным коэффициентом усиления.

Часто на АЧХ по вертикальной оси используют относительный масштаб, откладывая нормированное усиление $M = K / K_0$, т. е. коэффициент усиления, отнесенный к его значению на средних частотах. Такая АЧХ $M(\omega)$ или $M(f)$ называется нормированной.

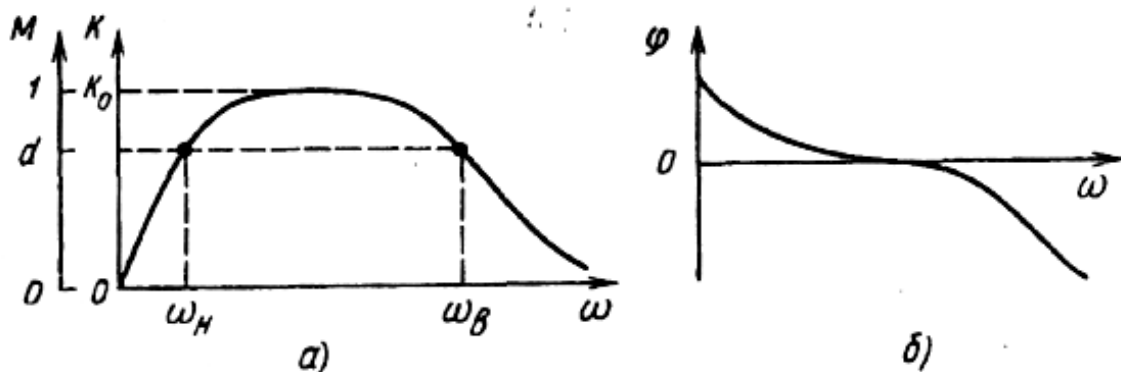


Рисунок 4.2 – АЧХ и ФЧХ усилителя

На нижних и верхних (низших и высших) частотах АЧХ обычно спадает. Частоты, на которых относительное усиление M уменьшается до условного уровня отсчета d , называются граничными частотами усилителя: f_H (ω_H) и f_B (ω_B) — соответственно нижняя и верхняя граничные частоты. Типовым или стандартным уровнем отсчета считается значение $d = 1/\sqrt{2} = 0,707$. Диапазон частот от f_H до f_B называется полосой пропускания усилителя.

Вследствие спада усиления на краях полосы пропускания не все спектральные составляющие сложного колебания усиливаются в одинаковое число раз. Это приводит к искажениям его формы, которые называются частотными искажениями. Их косвенной мерой является значение относительного усиления на граничных частотах полосы пропускания.

Изменение усиления на граничных частотах относительно его значения на средних частотах называется неравномерностью частотной характеристики.

Неравномерность частотной характеристики выражается в децибелах ($20\lg M$). В звуковых сигналах частотные искажения воспринимаются на слух как изменение тембра (высоты тона). Спад величины M на граничных частотах полосы пропускания в усилителях звуковой частоты допускается не более чем на 3 дБ (в 1,41 раза), а в усилителях измерительных приборов — не более чем на 0,1 дБ.

Зависимость фазового сдвига φ , вносимого усилителем, от частоты называется его фазочастотной (кратко — фазовой) характеристикой (рисунок 4.2, б). Из теории цепей известно, что если фазочастотная характеристика (ФЧХ) четырехполюсника не является прямой, исходящей из начала координат, то время прохождения через него различных спектральных составляющих сложного колебания различно. Это приводит к искажениям его формы, которые называ-

ются фазовыми. На практике ФЧХ используется реже, чем АЧХ, ввиду меньшей значимости и сравнительной сложности измерения фазовых сдвигов.

Частотные и фазовые искажения называются линейными, так как создаются емкостями и индуктивностями схемы, которые являются линейными элементами. Они искажают форму лишь сложного колебания, а форму гармонического (синусоидального) колебания не изменяют. Линейные искажения не приводят к появлению новых составляющих в спектре сигнала. Они вызывают лишь изменение соотношения амплитуд и фаз между отдельными спектральными составляющими.

Оценку показателей усилителя с помощью АЧХ и ФЧХ называют частотным методом.

4.2 Переходная характеристика

Переходной характеристикой (ПХ) называется зависимость мгновенного значения выходного напряжения $u_2(t)$ усилителя от времени при подаче на его вход скачкообразного перепада напряжения $u_1(t)$. Переходная характеристика определяет процесс перехода усилителя из одного стационарного состояния в другое, когда входное воздействие скачком изменилось на некоторую величину.

Переходную характеристику $h(t)$ подобно АЧХ обычно строят в относительном масштабе (рисунок 4.3), откладывая по вертикали отношение выходного напряжения в каждый момент времени t к его значению в установившемся режиме: $h(t) = u_2(t)/U_{\text{вых 0}}$.

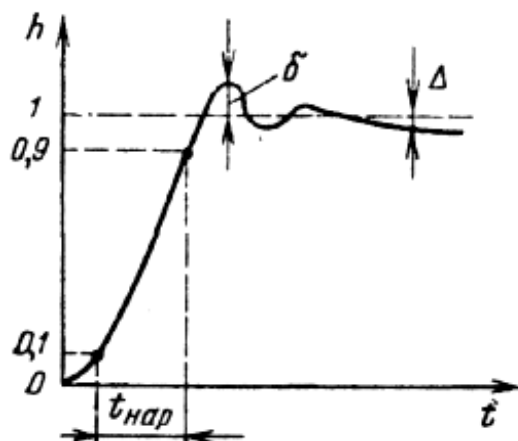


Рисунок 4.3 – Вид переходной характеристики

Время, в течение которого фронт нормированной ПХ нарастает от уровня 0,1 до уровня 0,9, называется временем нарастания $t_{нар}$. Часто в конце фронта выходного напряжения получается выброс, иногда с последующими затухающими колебаниями на вершине ПХ (рисунок 4.3). Максимальное превышение мгновенного значения напряжения над установившимся значением обозначается δ и выражается в процентах. Спад верхней части нормирован-

ной ПХ в заданный момент времени обозначается через Δ . Измеряется в процентах от установившегося значения выходного напряжения. Спад может быть как положительным, так и отрицательным (подъем).

Характер переходного процесса зависит от реактивных и активных элементов усилителя. Препятствуя мгновенному изменению тока (индуктивности) или напряжения (емкости), они обуславливают зависимость выходного напряжения от времени при скачкообразном изменении входного воздействия. В результате этого форма выходного сигнала отличается от формы входного, то есть возникают переходные искажения. Они относятся к разряду линейных искажений, так как вызваны наличием в схеме линейных элементов (L , C).

Переходная характеристика усилителя однозначно определяет его АЧХ и ФЧХ. Она представляет собой лишь иной метод оценки качества усилителя, называемый временным методом.

ПХ, в основном, используют для оценки искажений формы прямоугольных импульсов при их усилении.

4.3 Амплитудная характеристика и динамический диапазон усилителя

Амплитудной характеристикой (АХ) усилителя называется зависимость установившегося значения выходного напряжения от напряжения, подаваемого на вход усилителя (рисунок 4.4). Снимают амплитудные характеристики усилителей при синусоидальном входном сигнале для одной из частот, лежащих в диапазоне, где усиление практически не зависит от частоты (средние частоты).

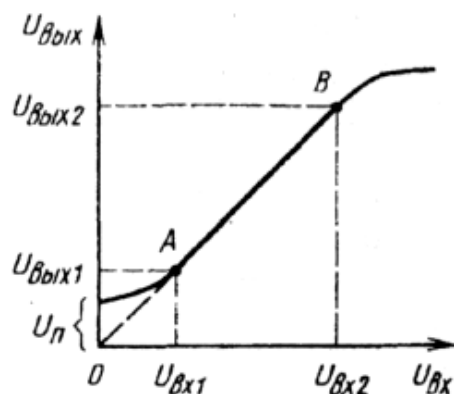


Рисунок 4.4 – Амплитудная характеристика усилителя

Отношение выходного и входного напряжений равно коэффициенту усиления K . Поэтому амплитудная характеристика, казалось бы, должна быть прямой линией, исходящей из начала координат. Однако в действительности она совпадает с этой прямой только в средней части, на участке AB .

Начальный участок АХ отклоняется от прямой из-за наличия на выходе усилителя напряжения собственных шумов $U_{п}$. Верхний загиб АХ обу-

словлен наступлением перегрузки одного из каскадов усилителя, чаще всего оконечного, в результате чего начинается ограничение выходного колебания.

Дело в том, что любой каскад в состоянии пропустить переменное напряжение с амплитудой, не превышающей некоторого значения. Использование верхнего криволинейного участка характеристики приводит к нелинейным искажениям. Однако их величину по кривизне этой характеристики не оценивают, так как она отражает не все виды нелинейных искажений. Верхний изгиб используют лишь для определения порога перегрузки. По графику АХ лишь весьма приближенно можно судить о характере и степени нелинейности (непостоянства) передаточных свойств каскада, т.е. о зависимости этих свойств от уровня усиливаемого сигнала.

Как видно из рисунка 4.4, при изменении входного напряжения в пределах от $U_{вх1}$ до $U_{вх2}$ усилитель можно считать линейным устройством, для которого существует линейная зависимость между приростами входного и выходного напряжений. Таким образом, АХ дает возможность определить пределы изменения $U_{вх}$, для которых усилитель с необходимой точностью можно рассматривать как линейное устройство.

Отношение наибольшего входного напряжения усилителя к наименьшему в пределах линейной части амплитудной характеристики называется динамическим диапазоном D усилителя:

$$D = \frac{U_{вх2}}{U_{вх1}}. \quad (4.1)$$

Обычно его выражают в децибелах: $D, \text{дБ} = 20 \text{дп} \frac{U_{вх2}}{U_{вх1}}$.

Амплитуда колебания, представляющего реальный (например, речевой) усиливаемый сигнал, непрерывно изменяется от минимального до максимального значения, отношение которых называется динамическим диапазоном сигнала $D_c = U_{с \text{ макс}} / U_{с \text{ мин}}$. Динамический диапазон входных сигналов может меняться в очень широких пределах. Так, для радиовещательных речевых сигналов $D_c \approx 40$ дБ, для симфонического оркестра $D_c = 70 \dots 80$ дБ. Чтобы усилитель мог воспроизвести на выходе все изменения уровня входного сигнала, надо обеспечить $D \geq D_c$.

5 Выходные характеристики транзистора

5.1 Понятие рабочей точки

Наиболее полное представление о протекающих в усилительном каскаде процессах можно получить на основе анализа его работы, проведенного с помощью вольт-амперных характеристик (ВАХ) активного элемента, использованного в каскаде. Основной характеристикой, используемой при этом анализе, является его выходная ВАХ, представляющая зависимость выходного тока $I_{вых}$ от выходного напряжения $U_{вых}$. В зависимости от типа активного элемента в каждом

конкретном случае выходные ток и напряжение могут иметь различное обозначение и разный физический смысл.

На рисунке 5.1 (слева) приведено семейство выходных характеристик биполярного транзистора, соответствующих наиболее частому его использованию в усилительных каскадах (в схеме с общим эмиттером), когда в качестве выходного тока используется ток коллектора I_K , а в качестве выходного напряжения — разность потенциалов $U_{КЭ}$ между коллектором и эмиттером. Ток базы I_B при построении этих характеристик выступает в роли параметра. Линиями 1 и 2 показаны границы активной (управляемой) области характеристик.

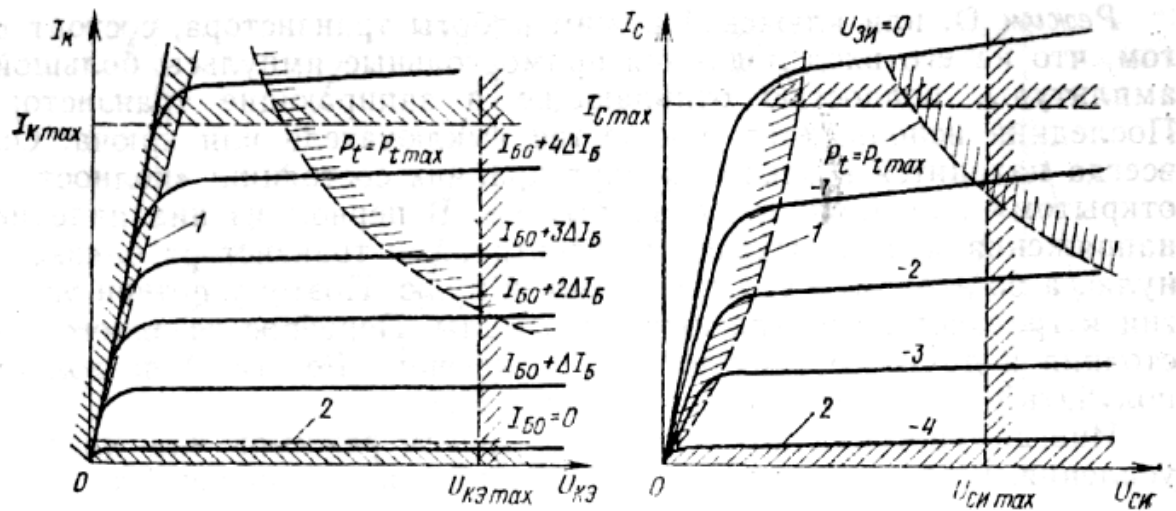


Рисунок 5.1 – Семейство выходных характеристик биполярного (а) и полевого транзисторов (б)

Семейство выходных характеристик полевого транзистора (рисунок 5.1, справа) во многом подобно семейству выходных характеристик биполярного транзистора, за исключением того, что в качестве выходного тока выступает ток стока I_C , в качестве выходного напряжения — разность потенциалов сток — исток $U_{СИ}$, а в роли параметра — напряжение затвор — исток $U_{ЗИ}$.

Работу активного элемента (усилительного прибора) в схеме можно интерпретировать как процесс управления величиной тока $I_{\text{вых}}$ с помощью изменений входного сигнала ($I_{\text{вх}}$ для биполярного транзистора или $U_{\text{вх}}$ для полевого). При таком управлении в каскаде изменяются как значения токов, так и значения напряжений.

Точка плоскости выходных (или входных) ВАХ активного элемента, связывающая текущие значения токов и напряжений в каскаде, называется рабочей точкой (РТ).

Рабочая точка, соответствующая отсутствию входного сигнала, называется исходной рабочей точкой (ИРТ).

В дальнейшем токи и напряжения, соответствующие ИРТ, будем обозначать $I_{К0}$, $U_{КЭ0}$ — для биполярного транзистора и I_{C0} , $U_{СИ0}$ — для полевого.

Неискаженное воспроизведение усиливаемого сигнала на выходе усилительного каскада при работе его активного элемента на линейную резистивную

нагрузку возможно только при линейной (пропорциональной) функциональной зависимости значений $\Delta I_{\text{вых}}$ от $\Delta I_{\text{вх}}$ (или $\Delta U_{\text{вх}}$). Это условие выполняется лишь в ограниченной области значений токов и напряжений. Область выходных ВАХ активного элемента (транзистора), где указанное условие выполняется с приемлемой для практики точностью, называется усилительной областью. Протяженность этой области ограничена с одной стороны так называемой линией насыщения (1 на рисунке 5.1), а с другой — линией отсечки (2 на рисунке 5.1).

При значениях выходного тока, соответствующих областям выходных ВАХ, лежащим левее линии 1 и ниже линии 2, не только нарушается линейная зависимость выходных токов от входных управляющих сигналов, но вообще прекращается управляющее воздействие входного сигнала на выходной ток, т. е. усилительный прибор полностью теряет усилительную способность. Следовательно, чтобы обеспечить работу активного элемента в усилительном режиме, необходимо, чтобы в процессе усиления рабочая точка не соприкасалась с линиями насыщения и отсечки. Рабочая точка не будет соприкасаться (пересекать) с линией насыщения, если в процессе усиления сигналов выходные напряжения не будут достигать значений, меньше некоторого начального напряжения $U_{\text{нач}}$. Значения этого напряжения для полевых транзисторов обычно лежат в пределах от долей вольт (при малых значениях токов) до трех – пяти вольт (при I_C , приближающихся к предельно допустимым значениям $I_{C \text{ макс}}$).

Для биполярного транзистора значение $U_{\text{нач}}$ может быть вычислено по формуле

$$U_{\text{нач}} \approx I_K r_{\text{нас}}, \quad (5.1)$$

где $r_{\text{нас}} = dU_{KЭ} / dI_K$ — сопротивление, характеризующее наклон линии насыщения 1 на рисунке 5.1.

Приближенно можно считать, что $r_{\text{нас}} = 3 \dots 5 / I_{K \text{ макс}}$, где $I_{K \text{ макс}}$ — предельно допустимое значение тока коллектора.

При проектировании усилительного каскада на транзисторе, требование обеспечения линейной функциональной зависимости между выходным током и входным управляющим сигналом является не единственным. Вторым важным требованием является необходимость обеспечения надежной и безопасной работы активного элемента в схеме. В качестве параметров, определяющих эти условия, выступают паспортные данные на транзистор о предельно допустимых значениях выходного тока $I_{K \text{ макс}}$ ($I_{C \text{ макс}}$), выходного напряжения $U_{KЭ \text{ макс}}$ ($U_{СИ \text{ макс}}$), а также тепловой мощности $P_t \text{ макс}$, выделяемой в выходной цепи усилительного прибора. При отсутствии сигнала, а также при малой его интенсивности (когда $\Delta I_{\text{вых}} \ll I_{\text{вых}0}$) в выходной цепи транзистора выделяется мощность $P_t = U_{\text{вых}0} I_{\text{вых}0}$, где $U_{\text{вых}0}$, $I_{\text{вых}0}$ — значения выходного напряжения и тока в исходной РТ.

Область выходных ВАХ активного элемента, в пределах которой выполняются условия $I_{\text{вых}} < I_{\text{вых макс}}$, $U_{\text{вых}} < U_{\text{вых макс}}$ и $P_t = U_{\text{вых}0} I_{\text{вых}0} < P_t \text{ макс}$, называется областью безопасной работы (ОБР).

На рисунке 5.1 границы ОБР выделены штриховкой.

Напряжения, токи, а также цепи, обеспечивающие положение ИРТ в пределах области безопасной работы, называются соответственно напряжениями,

токами и цепями смещения. Напряжения и токи смещения часто также называют начальными.

Начальные напряжения и токи усилительного каскада должны выбираться таким образом, чтобы при изменении входного (управляющего) сигнала в пределах всего диапазона возможных значений выходные токи и напряжения активного элемента не выходили за пределы усилительной области и области безопасной работы ВАХ этого элемента. Этого добиваются правильным подбором цепей смещения.

5.2 Нагрузочная характеристика и траектория движения рабочей точки

В процессе воздействия управляющих сигналов на входные зажимы активного элемента усилительного каскада значения токов и потенциалов в каскаде изменяются, а РТ занимает различные положения.

Линия на плоскости выходных ВАХ, по которой движется РТ в процессе воздействия сигналов на вход усилительного прибора (активного элемента), называется нагрузочной линией или нагрузочной характеристикой.

Если нагрузка усилительного прибора является чисто активной линейной (например, резистор R_H на рисунке 5.2, а), то нагрузочная характеристика имеет вид прямой линии (рисунок 5.2, б), представляющей собой не что иное, как зеркальное отображение графика ВАХ резистивного элемента R_H .

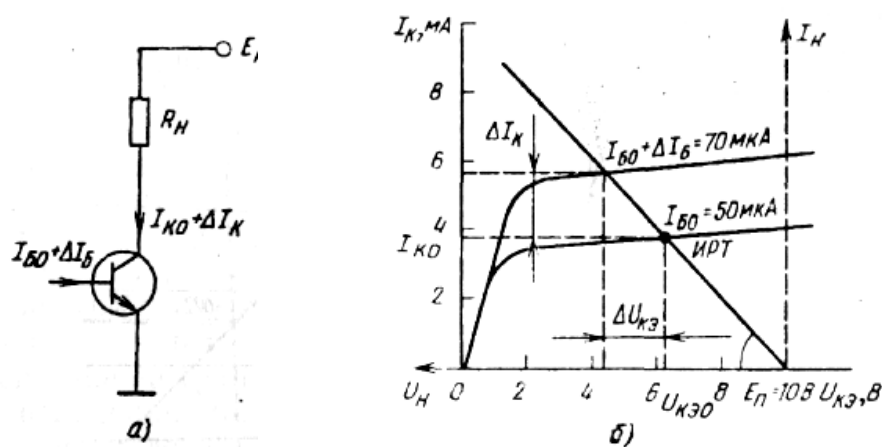


Рисунок 5.2 – Нагрузочная характеристика БТ

На рисунке 5.2, б положение ИРТ выбрано для случая, когда $I_{B0} = 50$ мкА, а сопротивление резистора нагрузки $R_H = 1$ кОм. Точка пересечения нагрузочной характеристики с выходными ВАХ транзистора определяет как значение тока I_{C0} , так и значение напряжения $U_{КЭ0}$.

Появление приращения ΔI_B базового тока I_{B0} в результате изменения входного напряжения приводит к перемещению РТ вдоль нагрузочной характеристики. Точка пересечения нагрузочной характеристики с выходными ВАХ транзистора занимает новое положение, определяя тем самым сигнальные изменения коллекторного тока ΔI_C и разности потенциалов коллектор-эмиттер $\Delta U_{КЭ}$. Таким образом,

при изменении управляющего тока (напряжения) относительно его значения в ИРТ, рабочая точка перемещается вдоль нагрузочной характеристики.

На рисунке 5.3, б приведен пример графических построений, направленных на определение положения ИРТ и нагрузочной характеристики для случая, когда в качестве нагрузки транзистора использован нелинейный двухполюсник с ВАХ, показанной на рисунке 5.3, а.

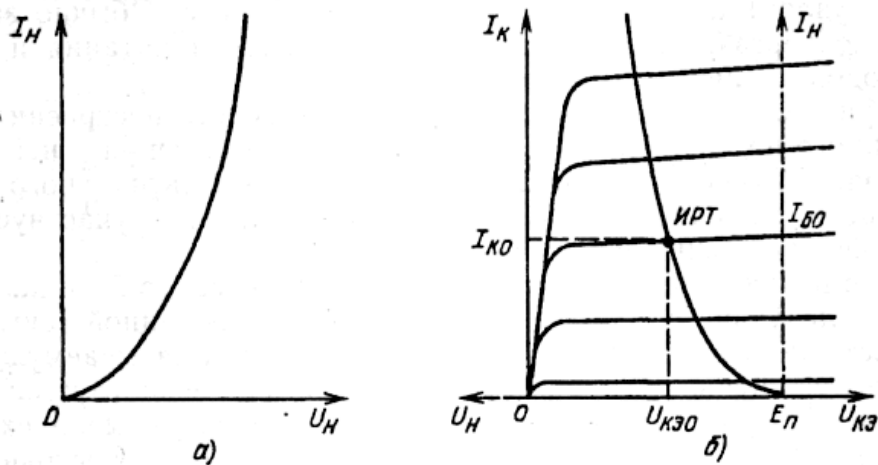


Рисунок 5.3 – Положение ИРТ и нагрузочная характеристика БТ

На основании приведенных примеров может быть сформулировано следующее правило графического построения нагрузочной характеристики и выбора положения ИРТ:

1) на плоскости выходных ВАХ усилительного прибора (активного элемента) построить график ВАХ нагрузки, совместив начало его координат с точкой ($U_{КЭ} = E_{п}$, $I_{К} = 0$) и изменив направление оси напряжений этого графика на противоположное;

2) на полученной нагрузочной характеристике выбрать положение ИРТ таким образом, чтобы при изменении управляющего сигнала в пределах всего диапазона возможных значений рабочая точка не выходила за пределы усилительной области и области безопасной работы ВАХ активного элемента.

Для усилительного каскада, аналогичного изображенному на рисунке 5.4, а (то есть, когда нагрузка активного элемента является линейной), при построении нагрузочной характеристики может быть использован и другой подход.

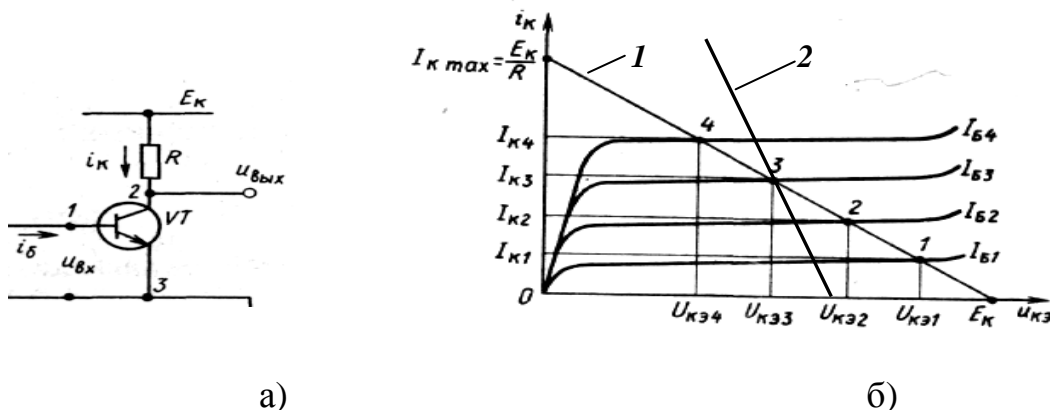


Рисунок 5.4 – Порядок построения нагрузочной характеристики

Выходную цепь усилительного каскада, изображенного на рисунке, можно рассматривать как делитель напряжения источника питания E_K , то есть

$$E_K = U_{KЭ} + U_R, \quad (5.2)$$

откуда

$$U_{KЭ} = E_K - U_R = E_K - I_K R. \quad (5.3)$$

Поскольку при линейной нагрузке нагрузочная характеристика представляет собой прямую линию, то для ее построения достаточно получить координаты двух точек. Первой из них будет точка с координатами $(E_K, 0)$, поскольку если $I_K = 0$, то $U_{KЭ} = E_K$. Вторая точка имеет координаты $(0, E_K / R)$, так как при $U_{KЭ} = 0$ сопротивление перехода коллектор-эмиттер равно нулю (условно) и ток в цепи коллектора достигает максимального значения, равного

$$I_{K \text{ макс}} = \frac{E_K}{R}. \quad (5.4)$$

Соединив указанные точки, получим нагрузочную характеристику транзистора усилительного каскада на постоянном токе (линия 1 на рисунке 5.4, б).

На переменном токе нагрузкой активного элемента может служить не только резистор R , как показано на рисунке 5.4, а, но и другие цепи.

Так, с целью передачи с выхода рассматриваемого N -го каскада на вход следующего $N + 1$ -го каскада только переменной (сигнальной) составляющей в состав схемы включают так называемую разделительную цепь, в качестве которой обычно используется конденсатор C_p (рисунок 5.5, а). Конденсаторы, используемые в схемах усиления для разделения двух смежных цепей по постоянному току, называются разделительными. Включение разделительного конденсатора в состав схемы обеспечивает независимую работу на постоянном токе разделяемых конденсатором участков схемы. Емкость разделительного конденсатора обычно выбирается достаточно большой, поэтому с сопротивлением разделительного конденсатора можно не считаться и при составлении эквивалентной схемы для переменного тока его можно заменить коротким замыканием.

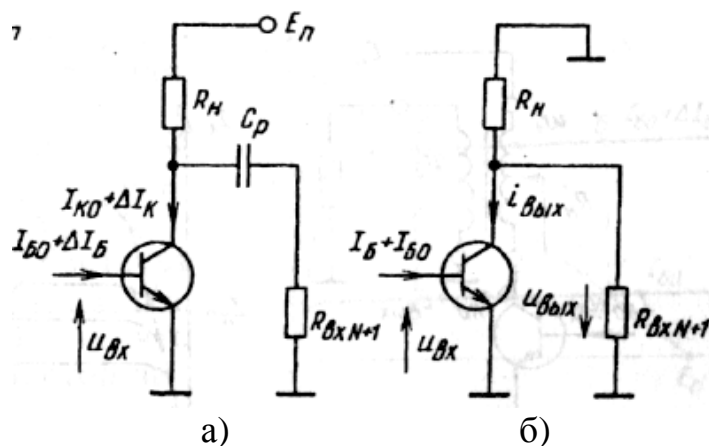


Рисунок 5.5 – Разделительная цепь

При рассмотрении работы каскада на переменном токе используют так называемую эквивалентную схему каскада для переменного тока. При ее составлении из схемы прототипа исключаются все разделительные и блокировочные конденсаторы (они замещаются накоротко замкнутыми цепями), а все источники постоянного напряжения заземляются, так как на внешних зажимах этих источников сигнальные потенциалы отсутствуют. Эквивалентная схема каскада, изображенного на рисунке 5.5, а, для переменного тока приведена на рисунке 5.5, б. В схеме выходной сигналный ток $i_{\text{вых}}$ транзистора протекает через параллельное соединение резисторов R_H и $R_{\text{вх } N+1}$. ВАХ общего (эквивалентного) сопротивления двух параллельно соединенных резисторов в этом случае будет представлять собой нагрузочную характеристику транзистора на переменном токе.

В общем случае под нагрузочной характеристикой на переменном токе понимается ВАХ на переменном токе полного сопротивления, включенного между выходной клеммой транзистора и точкой нулевого потенциала.

Чтобы построить нагрузочную характеристику транзистора на переменном токе (например, линия 2 на рисунке 5.4, б), необходимо провести прямую линию (если нагрузка линейная) через ИРТ, выбранную на нагрузочной характеристике для постоянного тока (точка 3 на рисунке 5.4, б), под углом наклона α к оси абсцисс. При этом тангенс угла наклона равен

$$\operatorname{tg} \alpha = -\frac{1}{R_{\text{экв}}}, \quad (5.5)$$

где $R_{\text{экв}}$ – эквивалентное (полное) сопротивление нагрузки транзистора на переменном токе (например, для каскада, приведенного на рисунке 5.5, б – это сопротивление параллельно соединенных резисторов R_H и $R_{\text{вх } N+1}$).

Если ИРТ выбрана правильно, то при достижении выходным напряжением максимальных значений транзистор будет находиться в активном режиме и рассеиваемая на нем мощность не превысит допустимую.

5.2.1 Критерий выбора положения ИРТ

ИРТ определяет режим работы каскада на постоянном токе. Ее положение в каскаде на биполярном транзисторе задается током коллектора I_{K0} и разностью потенциалов коллектор — эмиттер $U_{KЭ0}$, а в каскаде на полевом транзисторе — током стока I_{C0} и разностью потенциалов сток — исток $U_{Cи0}$. В условиях, когда в схеме заданы напряжение источника питания $E_{\text{п}}$ и сопротивление R_H , включенное в выходную цепь транзистора на постоянном токе, положение ИРТ однозначно характеризуется значением тока I_{K0} (I_{C0}), так как вторая координата $U_{KЭ0}$ ($U_{Cи0}$) в этих условиях может быть вычислена по одной из формул

$$U_{KЭ0} = E_{\text{п}} - I_{K0} R_H \quad \text{или} \quad U_{Cи0} = E_{\text{п}} - I_{C0} R_H. \quad (5.6)$$

При выборе значений тока I_{K0} (I_{C0}) и напряжения $U_{KЭ0}$ ($U_{Cи0}$) нужно руководствоваться следующим.

В каскадах усиления слабых сигналов значение начального тока I_{K0} (I_{C0}) выбирают главным образом в результате компромисса между возможностью получения хороших усилительных свойств, с одной стороны, и малых токопотребления и мощности P_t , высокой стабильности – с другой. Увеличение тока I_{K0} (I_{C0}) улучшает усилительные свойства транзистора, но при этом оно вызывает рост его входной и выходной проводимостей и токопотребления, а также тепловой мощности P_t , выделяемой в транзисторе в виде тепла.

Большие токи I_{K0} и I_{C0} желательны с точки зрения уменьшения влияния факторов, дестабилизирующих работу каскада на постоянном токе.

В усилителе малых сигналов значение токов I_{K0} и I_{C0} целесообразно выбирать в интервале 0,5 ... 5 мА. Исключение составляют случаи построения так называемых микроомных усилителей, где токи I_{K0} и I_{C0} могут достигать значений единицы – десятки микроампер.

Увеличение разности потенциалов между выходными зажимами транзистора, например за счет увеличения напряжения источника питания, улучшает частотные свойства каскада, так как при этом уменьшаются паразитные емкости $p-n$ переходов, и в первую очередь проходные емкости коллектор — база и сток — затвор. Но следует иметь в виду, что при больших $U_{KЭ0}$ ($U_{СИ0}$), приближающихся к предельно допустимым значениям, возрастает вероятность выхода транзистора из строя из-за возникновения электрического пробоя в его структуре. Кроме того, увеличение напряжений $U_{KЭ0}$ и $U_{СИ0}$ приводит к увеличению мощности P_t и соответственно, к необходимости применения в каскаде транзистора с повышенной предельно допустимой мощностью рассеяния P_{tmax} . Такие транзисторы обладают большими габаритами, повышенной стоимостью, имеют худшие характеристики по быстродействию и ряду других параметров.

При малых напряжениях $U_{KЭ0}$ и $U_{СИ0}$ ИРТ приближается к линии насыщения (к линиям 1 на рисунке 5.1), вследствие чего в каскаде могут возникать нелинейные искажения. В связи с этим в каскадах усиления рекомендуется обеспечивать значения напряжений $U_{KЭ0}$ и $U_{СИ0}$ не ниже напряжений, определяемых соотношениями

$$U_{KЭ0} \geq U_{нач макс} + U_{m макс}; \quad U_{СИ0} \geq U_{нач макс} + U_{m макс}, \quad (5.7)$$

где $U_{m макс}$ – наибольшее из возможных изменений амплитуды напряжения на выходе, направленных на уменьшение разности потенциалов $U_{KЭ0}$ или $U_{СИ0}$.

При усилении сигналов большой интенсивности часто необходимо обеспечить возможность получения на выходе каскада предельных сигнальных изменений тока и напряжения, соизмеримых с предельно допустимыми выходными током и напряжением для выбранного транзистора. В этом случае, если ожидаемые сигнальные изменения тока на выходе транзистора двуправлены, т. е. имеют как положительные, так и отрицательные приращения, например, соответствуют синусоидальному закону, то ИРТ располагают в середине усилительной области таким образом, чтобы

$$I_{\text{вых}0} \approx \frac{I_{\text{вых макс}}}{2}; \quad (5.8)$$

$$U_{\text{вых}0} \approx \frac{(U_{\text{вых макс}} + U_{\text{нач макс}})}{2}. \quad (5.9)$$

При выборе положения ИРТ следует также иметь в виду, что тепловая мощность $P_t = U_{\text{вых}0} I_{\text{вых}0}$ имеет наибольшее значение при $U_{\text{вых}0} = E_{\text{п}} / 2$ (и, соответственно, $I_{\text{вых}0} = E_{\text{п}} / 2R_{\text{н}}$).

6 Теория обратной связи

6.1 Основные определения теории обратной связи

Обратной связью (ОС) называется явление передачи части энергии усиленных колебаний из выходной цепи усилителя в его входную цепь.

Причиной, способствующей передаче энергии с выхода на вход усилителя, может быть:

а) физические свойства и конструктивные особенности применяемых транзисторов. Возникающая при этом ОС называется внутренней обратной связью;

б) неудачное расположение и монтаж усилительных каскадов, когда паразитные емкостные и индуктивные связи создают путь для передачи колебаний с выхода на вход. Обратные связи, возникающие вопреки желанию конструктора, называют паразитными;

в) специальные цепи, введенные конструктором для передачи колебаний с выхода усилителя на его вход с целью придать устройству нужные свойства. Такую обратную связь называют внешней обратной связью.

Цепь, по которой осуществляется передача энергии с выхода усилителя на его вход, называется цепью обратной связи. Обычно она представляет собой некоторый линейный пассивный четырехполюсник с коэффициентом передачи β , вход которого присоединен к выходу усилителя, а выход — ко входу усилителя (рисунок 6.1).

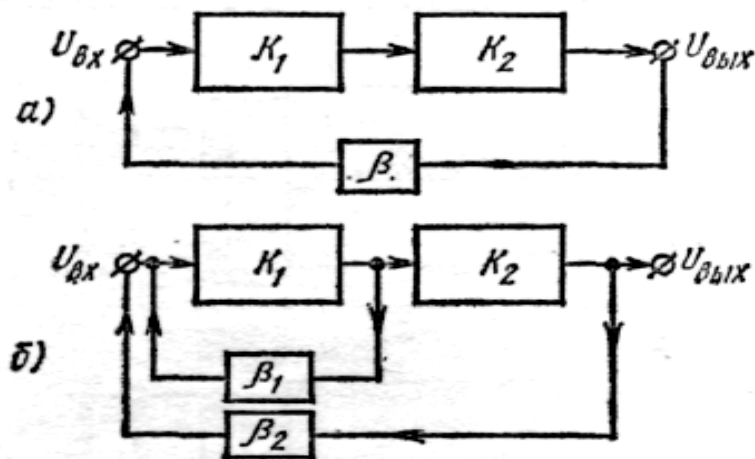


Рисунок 6.1 – Схема усилителя, охваченного цепью обратной связи

Цепь обратной связи может быть общей, охватывающей все или несколько каскадов усилителя (рисунок 6.2, а, б), или местной, охватывающей отдельные каскады (рисунок 6.2, б, цепь ОС с коэффициентом передачи β_1).

При сложении колебаний источника сигнала с колебаниями, поступающими с выхода усилителя через цепь ОС, на входе усилителя образуется результирующее колебание. Результирующее колебание равняется сумме двух колебаний, если оба эти колебания складываются в фазе, или разности двух колебаний, если они складываются в противофазе. В первом случае имеет место положительная обратная связь, во втором — отрицательная.

Таким образом, ОС называется положительной, если фазы входного сигнала усилителя и сигнала обратной связи совпадают, или отрицательной — если фазы названных сигналов противоположны.



а – общая ОС; б – местная ОС
Рисунок 6.2 – Каскады обратной связи

Практическое совпадение или противоположность фаз возможно только в ограниченном диапазоне усиливаемых частот, так как присущие усилителям фазовые сдвиги изменяются с частотой. Это может привести к тому, что обратная связь, отрицательная для одних частот, превратится в положительную для других.

Принято относить обратную связь к отрицательной или положительной по тому, какой знак она имеет в основной части диапазона усиливаемых частот (то есть на средних частотах).

Как будет показано в дальнейшем, с помощью обратной связи нужного знака исходные свойства усилителя можно изменить самым радикальным образом. Наиболее полно эта возможность используется в современной микроэлектронике, что позволяет реализовать устройства с различными характеристиками, располагая ограниченным набором микроминиатюрных усилителей.

Положительная ОС находит применение в устройствах формирования сигналов различной формы, называемых автогенераторами. В усилителях используется только отрицательная обратная связь для улучшения их некоторых показателей. Положительная ОС в усилителях может возникать только как паразитная ОС, приводящая к самовозбуждению усилительных каскадов. С целью предотвращения этого явления приходится принимать дополни-

тельные меры. В дальнейшем будем рассматривать только отрицательную обратную связь.

Усилитель, охваченный обратной связью (рисунок 6.3), можно представить в виде собственно усилителя (без обратной связи) с коэффициентом усиления K_U , на входе которого действует напряжение U , и четырехполюсника обратной связи, обладающего коэффициентом передачи β .

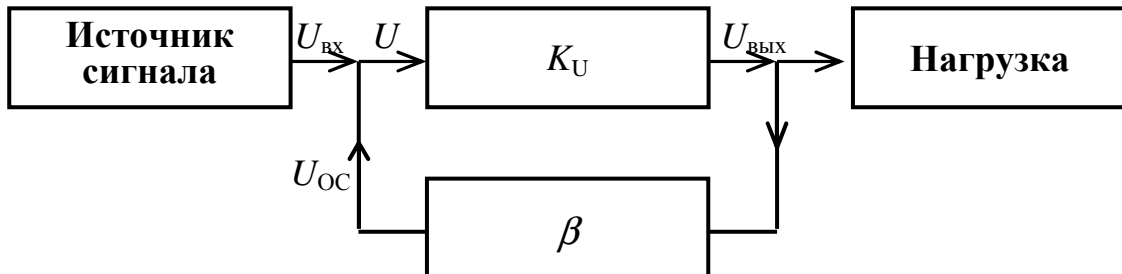


Рисунок 6.3 – Усилитель, охваченный ООС

Предположим, что напряжение $U_{вх}$ на выходе источника сигнала противоположно по фазе напряжению обратной связи $U_{ос}$, то есть имеет место отрицательная обратная связь (ООС). Тогда можно записать

$$U = U_{вх} - U_{ос}. \quad (6.1)$$

Разделив левую и правую части уравнения на $U_{вых}$, получим

$$\frac{U}{U_{вых}} = \frac{U_{вх}}{U_{вых}} - \frac{U_{ос}}{U_{вых}}. \quad (6.2)$$

Поскольку $U_{вых} / U = K_U$ – коэффициент усиления усилителя по напряжению без ОС; $U_{вых} / U_{вх} = K_{U\text{ ос}}$ – коэффициент усиления усилителя, охваченного цепью ОС; $U_{ос} / U_{вых} = \beta$ – коэффициент передачи четырехполюсника ОС, то последнее уравнение можно переписать в виде

$$\frac{1}{K_u} = \frac{1}{K_{U\text{ ос}} - \beta}. \quad (6.3)$$

После несложных математических преобразований получим

$$K_{U\text{ ос}} = \frac{K_U}{1 + \beta * K_U}. \quad (6.4)$$

Произведение βK_U называется петлевым усилением, а величина $F = 1 + \beta K_U$ – фактором ООС. Для положительной ОС $F = 1 - \beta K_U$.

Фактор обратной связи показывает, во сколько раз изменится коэффициент усиления усилителя при наличии цепи ОС. Если в случае ООС $\beta K_U \gg 1$, то говорят, что усилитель охвачен глубокой обратной связью.

6.2 Виды однопетлевой обратной связи

Внешнюю обратную связь, создаваемую с помощью специальной цепи обратной связи, всегда можно отнести к тому или иному виду, зная способ соединения этой цепи с усилителем.

Различают следующие четыре основных вида обратных связей в усилителе (рисунок 6.4):

- последовательная ОС по напряжению (рисунок 6.4, а);
- параллельная ОС по напряжению (рисунок 6.4, б);
- последовательная ОС по току (рисунок 6.4, в);
- параллельная ОС по току (рисунок 6.4, г).

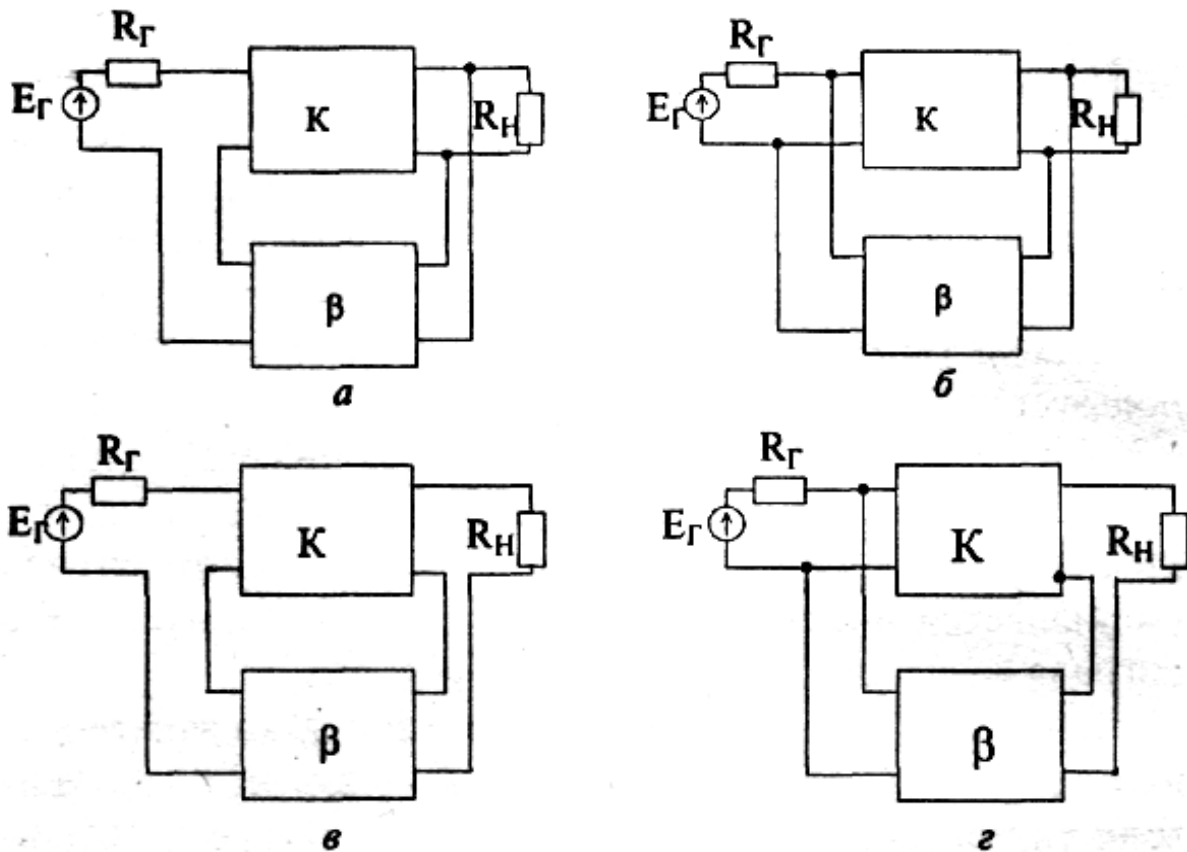


Рисунок 6.4 – Виды ОС

Для определения вида обратной связи (ОС) нужно «закоротить» нагрузку. Если при этом сигнал обратной связи обращается в нуль, то это ОС по напряжению, если сигнал ОС не обращается в нуль — то это ОС по току. При обратной связи по напряжению сигнал обратной связи, поступающий с выхода усилителя на вход, пропорционален выходному напряжению. При обратной связи по току сигнал обратной связи пропорционален выходному току.

При последовательной обратной связи (со сложением напряжений) в качестве сигнала обратной связи используется напряжение, которое вычитается (для отрицательной обратной связи) из напряжения источника сигнала. При параллельной обратной связи (со сложением токов) в качестве сигнала обратной связи используется ток, который вычитается из тока внешнего входного сигнала.

6.3 Влияние отрицательной обратной связи на частотно-фазовые характеристики усилителя

В предыдущем разделе были получены выражения для определения коэффициентов усиления напряжения и тока в усилителях, охваченных цепью отрицательной ОС. Было показано, что в зависимости от вида ООС они могут оставаться неизменными, а могут уменьшаться относительно величины собственного коэффициента усиления усилителя K_U (K_I). Так, при последовательной ООС по входу коэффициент усиления тока $K_{I\text{ОС}}$ остается неизменным, а коэффициент усиления напряжения $K_{U\text{ОС}}$ уменьшается. Выражение, связывающее коэффициент усиления напряжения усилителя, охваченного ООС с коэффициентом усиления усилителя без ООС имеет вид

$$K_{U\text{ОС}} = \frac{K_U}{1 + \beta * K_U} \quad (6.5)$$

где β - коэффициент передачи четырехполюсника ОС.

В случае параллельной ООС по входу аналогичное выражение будет справедливо для коэффициента усиления тока

$$K_{I\text{ОС}} = \frac{K_I}{1 + \beta * K_I} \quad (6.6)$$

При этом неизменным остается коэффициент усиления напряжения.

Ранее мы рассматривали случаи, когда и усилитель, и цепь обратной связи не вносят фазовых сдвигов, зависящих от частоты (то есть, рассматривали работу усилителя на средних частотах диапазона рабочих частот). Реальный усилитель всегда вносит дополнительные фазовые сдвиги, значения которых зависят от параметров компонентов и схемы усилителя. Они обусловлены наличием реактивных элементов в цепях усилителя и инерционными свойствами активных приборов (транзисторов). Цепь обратной связи может выполняться как частотно-независимой, так и частотно-зависимой. По этим причинам коэффициенты усиления K_U , K_I и передачи цепи обратной связи β представляют собой некоторые комплексные величины и, следовательно, для коэффициентов усиления усилителя с ООС можно записать

$$\dot{K}_{\text{ОС}} = \frac{\dot{K}}{1 + \beta \dot{K}} \quad (6.7)$$

где $\dot{K} = Ke^{j\varphi_K}$ (φ_K – угол сдвига фаз между выходным и входным напряжениями или токами усилителя);

$\dot{\beta} = \beta e^{j\varphi_\beta}$ (φ_β – угол сдвига фаз между напряжениями или токами на выходе и входе цепи обратной связи).

Обычно комплексный характер \dot{K}_{OC} учитывают на частотах $\omega < \omega_H$ и $\omega > \omega_B$. В этом случае модуль и фаза коэффициента усиления \dot{K}_{OC} сложно зависят от изменения с частотой $\dot{\beta}$ и \dot{K} .

Для того, чтобы обратная связь была отрицательной, необходимо, чтобы сигнал от источника и сигнал обратной связи складывались на входе усилителя в противофазе. Если \dot{K}_{OC} носит комплексный характер, то это значит, что

$$\varphi_K + \varphi_\beta = \pi. \quad (6.8)$$

В многокаскадных усилителях это условие обычно выполняется только лишь в середине полосы пропускания. А на частотах, близких к граничным, отрицательная ОС может переходить в положительную.

В однокаскадных усилителях чаще всего можно применять достаточно глубокую ООС, не опасаясь за то, что на краях частотного диапазона она может вызвать самовозбуждения в усилителе.

Правильно спроектированная ООС позволяет, во-первых, расширить полосу пропускания усилителя и, во-вторых, улучшить амплитудно-частотную характеристику усилителя, сделав ее равномерной в более широком диапазоне частот (рисунок 6.5).

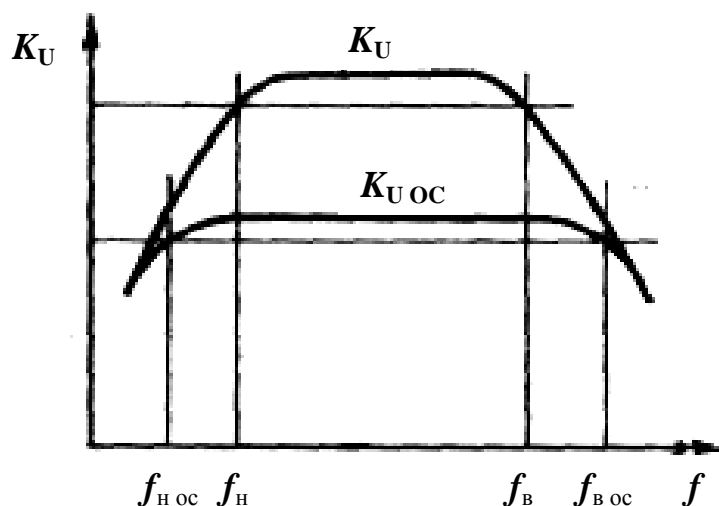


Рисунок 6.5 – Полоса пропускания при введении ОС

При наличии ООС граничные частоты полосы пропускания однокаскадного усилителя определяются из формул

$$f_{H\text{oc}} = f_H / (1 + \beta K_U) = f_H / F; \quad (6.9)$$

$$f_{B\text{oc}} = f_B (1 + \beta K_U) = f_B F. \quad (6.10)$$

В многокаскадных усилителях амплитудно-частотная характеристика может иметь два подъема в области граничных частот (рисунок 6.6). Если в таком усилителе увеличивать общую ООС, то одновременно будет увеличиваться и общая положительная ОС на краях частотного диапазона, что приведет к росту пиков на АЧХ и к возникновению генерации. Установлено, что чем больше число каскадов в усилителе, тем при меньших значениях фактора связи F возникает генерация (самовозбуждения усилителя).

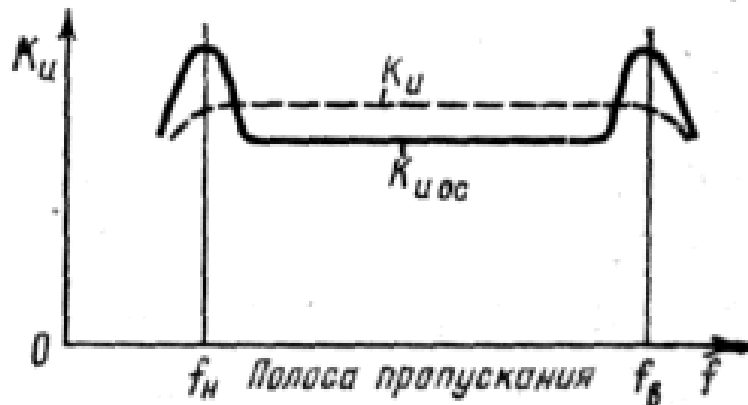


Рисунок 6.6 – Полоса пропускания при введении ОС в многокаскадных усилителях

7 Влияние обратной связи на нелинейные искажения и устойчивость АЭУ

7.1 Нелинейные искажения

Нелинейные искажения — это изменения формы колебания, обусловленные нелинейностью характеристик транзисторов, диодов, магнитопроводов, полупроводниковых конденсаторов микросхем и других элементов. Параметры нелинейных элементов зависят от воздействующего на них тока или напряжения. Отличительным признаком нелинейных искажений является то, что им подвержено даже гармоническое (синусоидальное) колебание. На этом и основана их простейшая количественная оценка с помощью коэффициента гармоник. Если на вход усилителя подать чисто гармоническое напряжение, то на выходе получим не только его первую гармонику, но и высшие гармоники, появляющиеся в результате изменения формы колебания.

Коэффициентом гармоник называется отношение действующего (эффективного) значения суммы высших гармоник выходного напряжения к действующему значению его первой гармоники:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \quad (7.1)$$

Результат не изменится, если в эту формулу подставить не действующие, а амплитудные значения, причем вместо напряжений можно оперировать токами.

В звуковых сигналах нелинейные искажения воспринимаются как хрип или дребезжание. При $K_{\Gamma} < 2 \dots 3\%$ они почти незаметны на слух. Однако в высококачественных усилителях звуковых частот обеспечивают коэффициент гармоник $K_{\Gamma} < 0,2\%$, а в усилителях многоканальной связи — сотые и тысячные доли процента (во избежание взаимных помех каналов).

Во всяком усилителе нелинейные искажения увеличиваются при приближении амплитуды выходного напряжения к максимально возможному значению. Выходное (и входное) напряжение, при котором коэффициент гармоник усилителя равен заданному допустимому значению, называется номинальным. Номинальной называется и соответствующая выходная мощность:

$$P_{\text{вых ном}} = \frac{U_{\text{вых}}^2}{R_H} \quad (7.2)$$

При усилении сложных сигналов возникают не только гармоники спектральных составляющих, но и их комбинационные частоты. При усилении импульсных сигналов прямоугольной формы нелинейность усилителя не приводит к искажению формы отдельных импульсов, но изменяет соотношение их амплитуд (если они не равны). При усилении пилообразных импульсов их форма искажается.

7.2 Амплитудно- и фазочастотная характеристики

При прохождении сложного колебания через линейный четырехполюсник форма колебания на выходе четырехполюсника может отличаться от формы сигнала на его входе. Это обуславливается двумя причинами:

- а) отдельные гармонические составляющие входного сигнала усиливаются неодинаково;
- б) фазовые сдвиги, которые приобретают гармонические составляющие сигнала, пройдя через четырехполюсник, изменяют их взаимный сдвиг во времени.

Искажения формы сигнала в линейной системе, вызванные названными причинами, называются линейными искажениями.

Предположим, что на вход усилителя поступает сигнал, комплексная амплитуда которого равна $\dot{U}_1 = U_1 e^{j\varphi_1(\omega)}$. В результате усиления на нагрузке усилителя появляется напряжение $\dot{U}_2 = U_2 e^{j\varphi_2(\omega)}$. Комплексный коэффициент усиления напряжения равен

$$\dot{K}_V = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{U_2}{U_1} * e^{j[\varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)]} = K(\omega) * e^{j\varphi(\omega)}. \quad (7.3)$$

Модуль комплексного коэффициента усиления напряжения $K(\omega)$ называется коэффициентом усиления усилителя.

Зависимость K от частоты называется амплитудно-частотной (кратко — частотной) характеристикой (АЧХ) усилителя. Она изображена на рисунке 7.1, а. По горизонтали отложена угловая частота $\omega = 2\pi f$. Вместо частоты ω можно откладывать частоту f . Для АЧХ типичным является наличие так называемой области средних частот, в которой K почти не зависит от частоты и обозначается K_0 . Его иногда называют номинальным коэффициентом усиления.

Часто на АЧХ по вертикальной оси используют относительный масштаб, откладывая нормированное усиление $M = K / K_0$, т. е. коэффициент усиления, отнесенный к его значению на средних частотах. Такая АЧХ $M(\omega)$ или $M(f)$ называется нормированной.

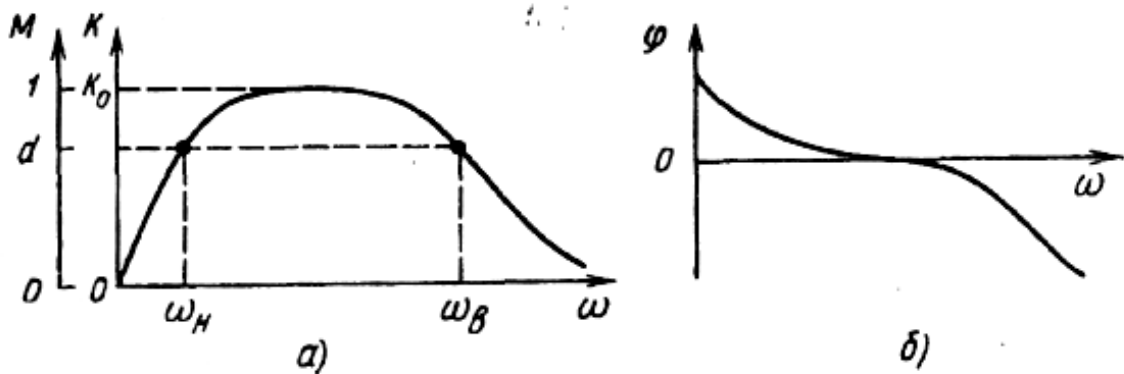


Рисунок 7.1 – АЧХ и ФЧХ усилителя

На нижних и верхних (низших и высших) частотах АЧХ обычно спадает. Частоты, на которых относительное усиление M уменьшается до условного уровня отсчета d , называются граничными частотами усилителя: f_H (ω_H) и f_B (ω_B) — соответственно нижняя и верхняя граничные частоты. Типовым или стандартным уровнем отсчета считается значение $d = 1/\sqrt{2} = 0,707$. Диапазон частот от f_H до f_B называется полосой пропускания усилителя.

Вследствие спада усиления на краях полосы пропускания не все спектральные составляющие сложного колебания усиливаются в одинаковое число раз. Это приводит к искажениям его формы, которые называются частотными искажениями. Их косвенной мерой является значение относительного усиления на граничных частотах полосы пропускания.

Изменение усиления на граничных частотах относительно его значения на средних частотах называется неравномерностью частотной характеристики.

Неравномерность частотной характеристики выражается в децибелах ($20\lg M$). В звуковых сигналах частотные искажения воспринимаются на слух

как изменение тембра (высоты тона). Спад величины M на граничных частотах полосы пропускания в усилителях звуковой частоты допускается не более чем на 3 дБ (в 1,41 раза), а в усилителях измерительных приборов — не более чем на 0,1 дБ.

Зависимость фазового сдвига φ , вносимого усилителем, от частоты называется его фазочастотной (кратко — фазовой) характеристикой (рисунок 7.1, б). Из теории цепей известно, что если фазочастотная характеристика (ФЧХ) четырехполосника не является прямой, исходящей из начала координат, то время прохождения через него различных спектральных составляющих сложного колебания различно. Это приводит к искажениям его формы, которые называются фазовыми. На практике ФЧХ используется реже, чем АЧХ, ввиду меньшей значимости и сравнительной сложности измерения фазовых сдвигов.

Частотные и фазовые искажения называются линейными, так как создаются емкостями и индуктивностями схемы, которые являются линейными элементами. Они искажают форму лишь сложного колебания, а форму гармонического (синусоидального) колебания не изменяют. Линейные искажения не приводят к появлению новых составляющих в спектре сигнала. Они вызывают лишь изменение соотношения амплитуд и фаз между отдельными спектральными составляющими.

Оценку показателей усилителя с помощью АЧХ и ФЧХ называют частотным методом.

7.3 Переходная характеристика

Переходной характеристикой (ПХ) называется зависимость мгновенного значения выходного напряжения $u_2(t)$ усилителя от времени при подаче на его вход скачкообразного перепада напряжения $u_1(t)$. Переходная характеристика определяет процесс перехода усилителя из одного стационарного состояния в другое, когда входное воздействие скачком изменилось на некоторую величину.

Переходную характеристику $h(t)$ подобно АЧХ обычно строят в относительном масштабе (рисунок 7.2), откладывая по вертикали отношение выходного напряжения в каждый момент времени t к его значению в установившемся режиме: $h(t) = u_2(t)/U_{\text{вых 0}}$.

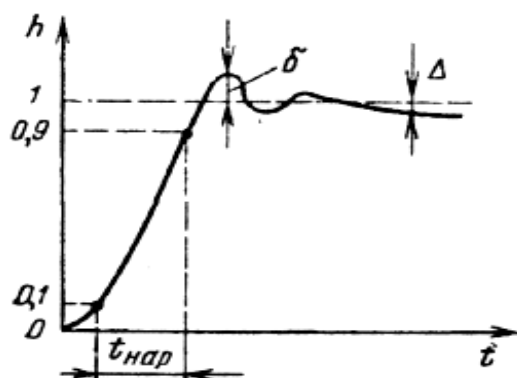


Рисунок 7.2 – Переходная характеристика усилителя

Время, в течение которого фронт нормированной ПХ нарастает от уровня 0,1 до уровня 0,9, называется временем нарастания $t_{нар}$. Часто в конце фронта выходного напряжения получается выброс, иногда с последующими затухающими колебаниями на вершине ПХ (рисунок 7.2). Максимальное превышение мгновенного значения напряжения над установившимся значением обозначается δ и выражается в процентах. Спад верхней части нормированной ПХ в заданный момент времени обозначается через Δ . Измеряется в процентах от установившегося значения выходного напряжения. Спад может быть как положительным, так и отрицательным (подъем).

Характер переходного процесса зависит от реактивных и активных элементов усилителя. Препятствуя мгновенному изменению тока (индуктивности) или напряжения (емкости), они обуславливают зависимость выходного напряжения от времени при скачкообразном изменении входного воздействия. В результате этого форма выходного сигнала отличается от формы входного, то есть возникают переходные искажения. Они относятся к разряду линейных искажений, так как вызваны наличием в схеме линейных элементов (L, C).

Переходная характеристика усилителя однозначно определяет его АЧХ и ФЧХ. Она представляет собой лишь иной метод оценки качества усилителя, называемый временным методом.

ПХ, в основном, используют для оценки искажений формы прямоугольных импульсов при их усилении.

7.4 Амплитудная характеристика и динамический диапазон усилителя

Амплитудной характеристикой (АХ) усилителя называется зависимость установившегося значения выходного напряжения от напряжения, подаваемого на вход усилителя (рисунок 7.3). Снимают амплитудные характеристики усилителей при синусоидальном входном сигнале для одной из частот, лежащих в диапазоне, где усиление практически не зависит от частоты (средние частоты).

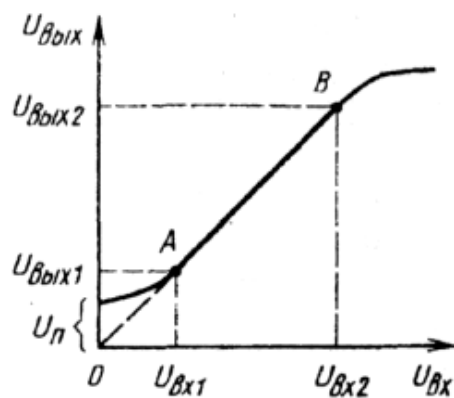


Рисунок 7.3 – Амплитудная характеристика усилителя

Отношение выходного и входного напряжений равно коэффициенту усиления K . Поэтому амплитудная характеристика, казалось бы, должна быть прямой линией, исходящей из начала координат. Однако в действительности она совпадает с этой прямой только в средней части, на участке AB .

Начальный участок $AХ$ отклоняется от прямой из-за наличия на выходе усилителя напряжения собственных помех $U_{\text{п}}$. Верхний загиб $AХ$ обусловлен наступлением перегрузки одного из каскадов усилителя, чаще всего оконечного, в результате чего начинается ограничение выходного колебания.

Дело в том, что любой каскад в состоянии пропустить переменное напряжение с амплитудой, не превышающей некоторого значения. Использование верхнего криволинейного участка характеристики приводит к нелинейным искажениям. Однако их величину по кривизне этой характеристики не оценивают, так как она отражает не все виды нелинейных искажений. Верхний изгиб используют лишь для определения порога перегрузки. По графику $AХ$ лишь весьма приблизительно можно судить о характере и степени нелинейности (непостоянства) передаточных свойств каскада, т.е. о зависимости этих свойств от уровня усиливаемого сигнала.

Как видно из рисунка 7.3, при изменении входного напряжения в пределах от $U_{\text{вх}1}$ до $U_{\text{вх}2}$ усилитель можно считать линейным устройством, для которого существует линейная зависимость между приростами входного и выходного напряжений. Таким образом, $AХ$ дает возможность определить пределы изменения $U_{\text{вх}}$, для которых усилитель с необходимой точностью можно рассматривать как линейное устройство.

Отношение наибольшего входного напряжения усилителя к наименьшему в пределах линейной части амплитудной характеристики называется динамическим диапазоном D усилителя:

$$D = \frac{U_{\text{вх}2}}{U_{\text{вх}1}} \quad (7.4)$$

Обычно его выражают в децибелах: $D, \text{дБ} = 20 \lg \frac{U_{\text{вх}2}}{U_{\text{вх}1}}$.

Амплитуда колебания, представляющего реальный (например, речевой) усиливаемый сигнал, непрерывно изменяется от минимального до максимального значения, отношение которых называется динамическим диапазоном сигнала $D_c = U_{c \text{ макс}} / U_{c \text{ мин}}$. Динамический диапазон входных сигналов может меняться в очень широких пределах. Так, для радиовещательных речевых сигналов $D_c \approx 40 \text{ дБ}$, для симфонического оркестра $D_c = 70 \dots 80 \text{ дБ}$. Чтобы усилитель мог воспроизвести на выходе все изменения уровня входного сигнала, надо обеспечить $D \geq D_c$.

7.5 Понятие об устойчивости усилителя

Устойчивость является обязательным условием функционирования любого усилительного устройства, без соблюдения которого оно не может вы-

полнять возлагаемые на него функции. В физическом понимании свойство устойчивости означает, что конечные изменения входного сигнала или действие небольших, наперед заданных значений внешних возмущений или ограниченные изменения самих параметров устройства не приводят к значительным, неограниченным отклонениям выходного сигнала. Такие неограниченные отклонения (естественно, в практических случаях это понятие является относительным) возникают как результат самовозбуждений (автоколебаний) в усилителях, вызванных изменением характера ОС на некоторых частотах с отрицательной на положительную. С чем же это может быть связано?

Как было показано ранее, в общем случае как сам усилитель, так и цепь ОС могут быть частотозависимыми. В этом случае петлевое усиление, являющееся комплексно-зависимой функцией частоты ω , может оказаться равным действительному отрицательному числу

$$K(j\omega_0) \beta(j\omega_0) = -K\beta, \quad (7.5)$$

где ω_0 – частота, на которой выполняется названное условие, которое означает, что ООС на частоте ω_0 превращается в положительную. Если $K\beta = -1$, то фактор ОС $F(j\omega_0) = 0$ и тогда модуль $|K_{ОС}(j\omega_0)| = \infty$, т.е. коэффициент усиления устройства становится бесконечно большим, а, следовательно, и амплитуда усиленного сигнала на частоте ω_0 также должна быть бесконечно большей.

Практически вследствие ограничения максимальных токов в усилительных элементах уровень выходного сигнала оказывается конечным, при этом в устройстве возбуждаются колебания с частотой ω_0 , т.е. устройство превращается в генератор и теряет свойства усилителя или преобразователя входного сигнала. По этой причине, если АЭУ самовозбуждается при работе, то его называют неустойчивым.

Можно сформулировать следующие условия самовозбуждения усилителя:

- для какой-либо частоты петлевое усиление является действительной отрицательной величиной (баланс фаз);
- величина петлевого усиления на этой частоте больше или равна единице (баланс амплитуд).

Для оценки устойчивости усилителей с ОС применяют амплитудно-фазовый критерий Найквиста, позволяющий определить устойчивость без решения дифференциального уравнения, описывающего усилитель. В основу критерия положен годограф петлевого усиления, под которым понимают кривую, описываемую концом вектора $K(j\omega) \beta(j\omega)$ на комплексной плоскости при изменении частоты ω от нуля до бесконечности (рисунок 7.4).

Устройство считают устойчивым при замыкании петли ОС, если годограф петлевого усиления не охватывает точку с координатами $(-1; j0)$ на комплексной плоскости.

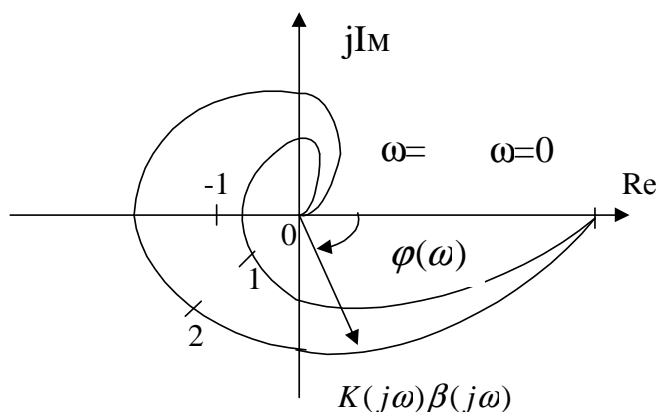


Рисунок 7.4 – Годограф петлевого усиления усилителя с ООС

Если же годограф охватывает эту точку, то устройство неустойчиво и превращается в автогенератор.

Отсюда следует важный вывод, что глубину обратной связи F в рабочем диапазоне частот нельзя выбирать произвольно большой, стремясь получить нужный эффект действия отрицательной обратной связи. Выбор большого значения F может привести к тому, что усилитель, приобретая нужные свойства в рабочей области частот, станет неустойчивым за ее пределами. Следовательно, реализовать такой усилитель окажется невозможным. Поэтому введение обратной связи требует обязательной проверки устойчивости работы усилителя во всей области частот от нуля до бесконечности, если максимальный фазовый сдвиг в петле равен или больше 180° .

Коэффициент усиления и ФЧХ усилителя и цепи ООС в процессе эксплуатации могут изменяться в достаточно широких пределах по ряду причин, основными из которых являются: старение деталей, изменение питающих напряжений, температуры и т.д. Поэтому для обеспечения гарантии отсутствия самовозбуждения усилитель с ООС должен обладать определенным запасом устойчивости.

Ввиду того, что годограф петлевого усиления может в процессе эксплуатации охватывать точку $(-1; j\omega)$ как из-за изменения модуля петлевого усиления, так и его фазы, то устройство должно иметь запас устойчивости как по модулю, так и по фазе в том диапазоне частот, где годограф наиболее близко проходит около опасной точки.

Обычно в этом диапазоне частот модуль не должен превышать значение $0,3 - 0,4$, а фазовый сдвиг быть менее минус 150 градусов (запасы по модулю и фазе). Такой запас часто обеспечивается с помощью корректирующих цепей.

8 Принцип электронного усилителя

8.1 Усилительный каскад

Рассмотрим принцип электронного усиления в усилителях на примере усилительного каскада. Усилительным каскадом называется минимальная часть усилителя, сохраняющая его функции.

Обычно усилительный каскад содержит один (реже – два) усилительный элемент, например транзистор, и относящиеся к нему пассивные компоненты, обеспечивающие его работу.

Простейшая схема каскада на биполярном транзисторе (рисунок 8.1) содержит транзистор VT и резистор R_K , включенный в цепь коллектора последовательно с источником питания E_{π} . Во входной цепи последовательно с источником переменного усиливаемого напряжения $u_{вх}$ включен источник постоянного напряжения смещения $U_{см}$. Переменная составляющая тока коллектора, протекая через резистор R_K , выполняющий функции коллекторной нагрузки, создает на нем выходное напряжение. Оно снимается с коллектора через разделительный конденсатор (на схеме не показано) и подается далее на сопротивление нагрузки каскада R_H , которым, в частности, может быть входное сопротивление следующего каскада. Конденсатор пропускает только переменную составляющую.

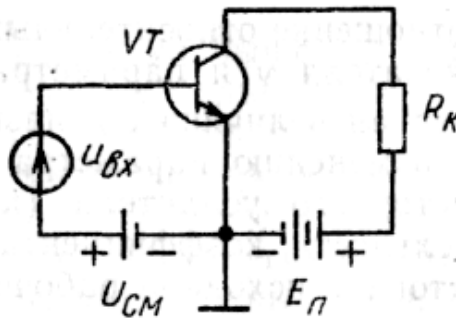


Рисунок 8.1 – Схема каскада на биполярном транзисторе

Рассмотрим работу каскада. В исходном состоянии (режиме покоя) $u_{вх} = 0$. При этом напряжение на базе равно $U_{см}$, а ток коллектора и напряжение на нем в исходной рабочей точке равны I_{K0} и $U_{K0} = E_{\pi} - I_{K0}R_K$.

Если на вход усилительного каскада подать переменное напряжение $u_{вх} = U_{mвх} \sin \omega t$ (рисунок 8.2), то оно будет дополнительно открывать транзистор в первый полупериод и частично закрывать его во второй. В результате этого ток коллектора изменяется относительно значения в исходной рабочей точке по тому же закону, что и входное напряжение: $i_K = I_{K0} + I_{mK} \sin \omega t$. Мгновенное значение напряжения коллектор – эмиттер $u_K = E_{\pi} - R_K i_K = U_{K0} - U_{mK} \sin \omega t$, где $U_{mK} = R_K I_{mK}$ - амплитуда его переменной составляющей. В первый полупериод (рисунок 8.2) u_K уменьшается из-за увеличения тока i_K и падения напряжения на R_K . Здесь R_K играет роль преобразователя тока в напряжение.

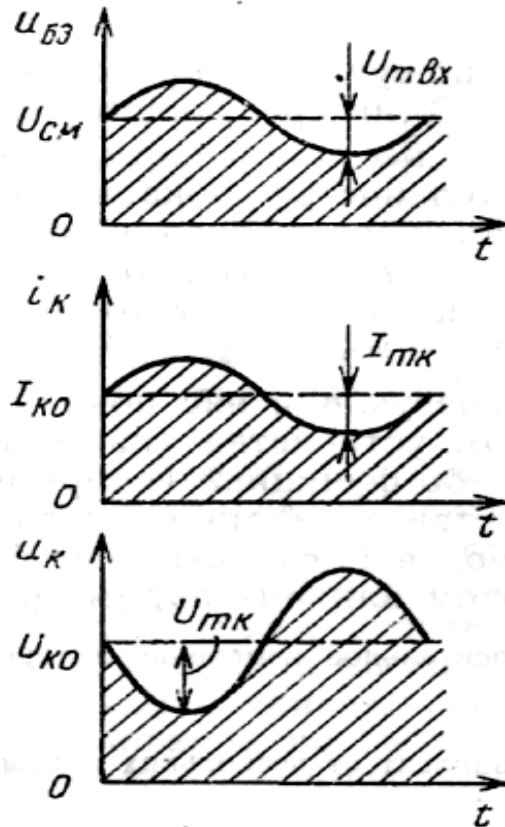


Рисунок 8.2 – Пояснение к принципу электронного усиления

При достаточно большом R_K оказывается $U_{мк} > U_{мвх}$, т. е. каскад дает усиление по напряжению. Благодаря большому внутреннему сопротивлению выходной цепи транзистора включение сопротивления R_K почти не уменьшает амплитуду переменного тока коллектора, т. е. транзистор выступает в роли управляемого генератора сигнального тока, а сопротивление R_K – в роли преобразователя этого тока в сигнальное напряжение u_K .

8.2 Режимы работы усилительных элементов

В зависимости от того, какие значения и знаки имеют напряжение смещения $U_{СМ}$ и напряжение сигнала $u_{вх}$ на входе транзистора, ток в коллекторной цепи может протекать как на протяжении всего периода усиливаемого колебания, так и на протяжении только части этого периода. В связи с этим различают несколько режимов его работы (классов усиления), которые принято обозначать заглавными буквами латинского алфавита. Рассмотрим основные из них. Самым распространенным является режим А (рисунок 8.2). Он характеризуется тем, что путем подачи постоянного смещения исходная рабочая точка транзистора выбирается при сравнительно большом токе. Поэтому ток коллектора не прерывается в течение всего периода колебания.

Режим А дает малые нелинейные искажения. Он применяется во всех каскадах предварительного усиления, а иногда и в окончательных каскадах.

Максимальная амплитуда выходного сигнала в данном режиме может достигать значения близкого к $E_{\pi} / 2$. Для этого необходимо, чтобы $U_{K0} = E_{\pi} / 2$ или $I_{K0} = E_{\pi} / 2R_K$.

Используя входные ВАХ каскада, легко найти напряжение U_{CM} и допустимый диапазон изменения входного сигнала, обеспечивающие получение максимальной амплитуды выходного сигнала при условии минимальных его искажений.

Таким образом, режим А имеет место при выборе ИРТ в средней части нагрузочной характеристики выходной цепи транзистора. Этот режим характерен тем, что форма выходного сигнала повторяет форму входного сигнала $u_{вх}$ за счет работы транзистора в активной области без захода в области насыщения и отсечки. При этом транзистор работает в линейной области, что объясняет минимальное нелинейное искажение усиливаемого сигнала.

В то же время работа усилителя в режиме А характеризуется низким КПД, который теоретически не может превышать 0,5, что объясняется наличием постоянного тока I_{K0} в цепи R_K вне зависимости от наличия или отсутствия входного сигнала. В результате этого в транзисторе рассеивается мощность $P_{K0} = I_{K0} U_{K0}$. В связи с этим режим усиления А используют лишь в маломощных каскадах (предварительных усилителях), для которых, как правило, важен малый коэффициент нелинейных искажений усиливаемого сигнала, а значение КПД не играет решающей роли.

Режимом В называется такой режим, когда исходная рабочая точка совмещается с началом передаточной характеристики транзистора (точка 0 на рисунке 8.3). Здесь выходной ток транзистора (ток коллектора) в отсутствие сигнала практически равен нулю, что делает режим покоя очень экономичным. При наличии входного сигнала ток через транзистор протекает только в течение половины каждого периода. Половина длительности каждого импульса выходного тока транзистора, выраженная в радианах или градусах угла текущей фазы ωt , называется углом отсечки θ . В режиме В угол $\theta = \pi / 2 = 90^\circ$. Полуволны, соответствующие вторым полупериодам колебания, данным транзистором не пропускаются. Для их усиления приходится ставить другой такой же транзистор, но с другим типом проводимости. В результате получается, так называемый, двухтактный усилитель.

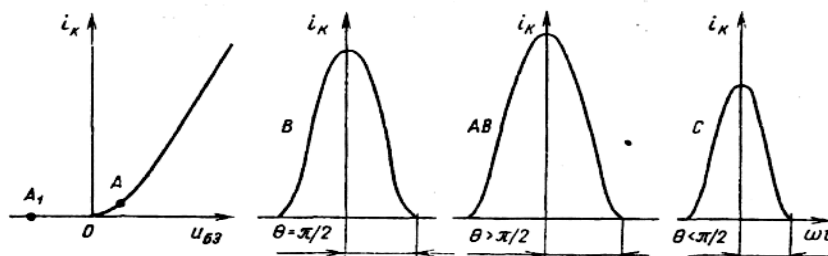


Рисунок 8.3 – Режимы работы БТ

В режиме В оказывается сравнительно высоким КПД. Однако из-за кривизны начального участка передаточной характеристики транзистора полуволны тока в их нижней части заметно искажаются. Из-за прерывистости тока транзи-

стором возникают дополнительные искажения, обусловленные переходными процессами. На верхних частотах они проявляются настолько сильно, что ограничивают диапазон усиливаемых частот. Эти дополнительные искажения присущи всем режимам с отсечкой, применяемым в усилителях.

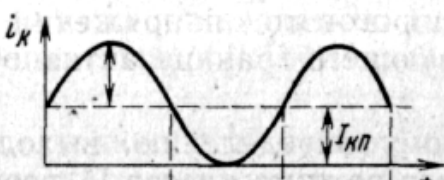
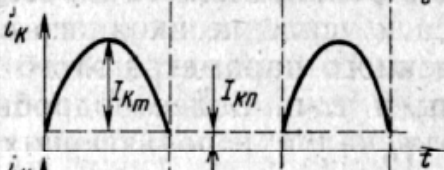
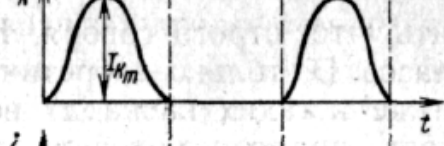
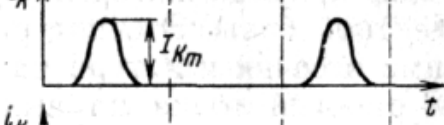
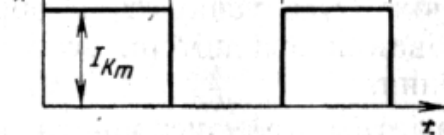
Режим В предпочтительнее для использования в усилителях средней и большой мощности. В этом режиме значение КПД каскада можно довести до 0,7 и более.

В режиме АВ рабочую точку A (рисунок 8.3) выбирают примерно на середине начального криволинейного участка передаточной характеристики транзистора. Этого добиваются за счет использования небольшого напряжения смещения $U_{см}$, несколько отличного от нуля. В результате импульсы тока коллектора оказываются несколько шире половины периода и угол отсечки $\theta > 90^\circ$. Режим АВ является основным для двухтактных каскадов. Здесь потребляется некоторый ток покоя, но КПД лишь незначительно ниже, чем в режиме В. Преимущество – отсутствие искажений, вызванных кривизной начального участка передаточной характеристики.

Режим С характеризуется выбором исходной рабочей точки $A1$ (рисунок 8.3) в области запирающего транзистора. Ток в выходной цепи транзистора протекает на интервале меньшем половины периода изменения напряжения входного сигнала, при этом угол отсечки $\theta < 90^\circ$. Режим С применяется в радиопередающих устройствах, а также в усилителях с повышенным КПД.

Режим D, или ключевой режим работы транзистора, состоит в том, что на его вход подаются прямоугольные импульсы большой амплитуды, полностью отпирающие и запирающие транзистор. При этом транзистор используется в качестве выключателя или ключа. Он всегда находится в одном из двух крайних состояний: «полностью открытым» или «полностью закрытым». В первом из них падение напряжения между выходными электродами транзистора близко к нулю, а во втором — его ток близок к нулю. Поэтому потери энергии в транзисторе всегда ничтожно малы. Переброс из одного состояния в другое осуществляется мгновенно. Режим D позволяет получать в усилителях очень высокий КПД.

Таблица 8.1 – Основные параметры усилителей различных классов усиления

Класс усиления	Напряжение смещения	Ток покоя транзистора	Зависимость тока от времени	Примечание
A	>0	$I_{БП}h_{21Э}$		$I_{Kм} < I_{КП}$
AB	>0	$I_{БП}h_{21Э}$		$I_{Kм} < I_{КП}$ $I_{Kм} < \frac{U_{П}}{R_{К}}$
B	$=0$	$I_{Кнач}$		$I_{Kм} \leq \frac{U_{П}}{R_{К}}$
C	<0	$I_{к0}$		$I_{Kм} \leq \frac{U_{П}}{R_{К}}$
D	≤ 0	$I_{к0}$		$I_{Kм} = \frac{U_{П}}{R_{К}}$

8.3 Способы включения транзистора в схему усилительного каскада

Основными звеньями, на базе которых осуществляются синтез и эскизное проектирование усилительных схем, являются одиночные усилительные каскады. Знание разработчиком свойств этих каскадов — первоочередное условие грамотного составления им принципиальной схемы.

Исходным пунктом при проектировании одиночного каскада является выбор способа включения в его схему УП. Возможны шесть способов подключения трехполосного элемента (транзистора) к схеме, но практически в усилительных схемах используются только три, так как только при этих трех способах входные сигналы обладают эффективным управляющим воздействием на выходной ток. Эти применяемые способы включения показаны на рисунке 8.4, где приведены эквивалентные схемы каскадов на переменном токе.

Во всех схемах один из электродов усилительных приборов является общим для входных $1-1'$ и выходных $2-2'$ зажимов, поэтому схемы на рисунке 8.4 слева называют, соответственно, схемами общий эмиттер (ОЭ), общий коллек-

тор (ОК) и общая база (ОБ), а схемы на рисунке 8.4 справа — схемами общий исток (ОИ), общий сток (ОС) и общий затвор (ОЗ).

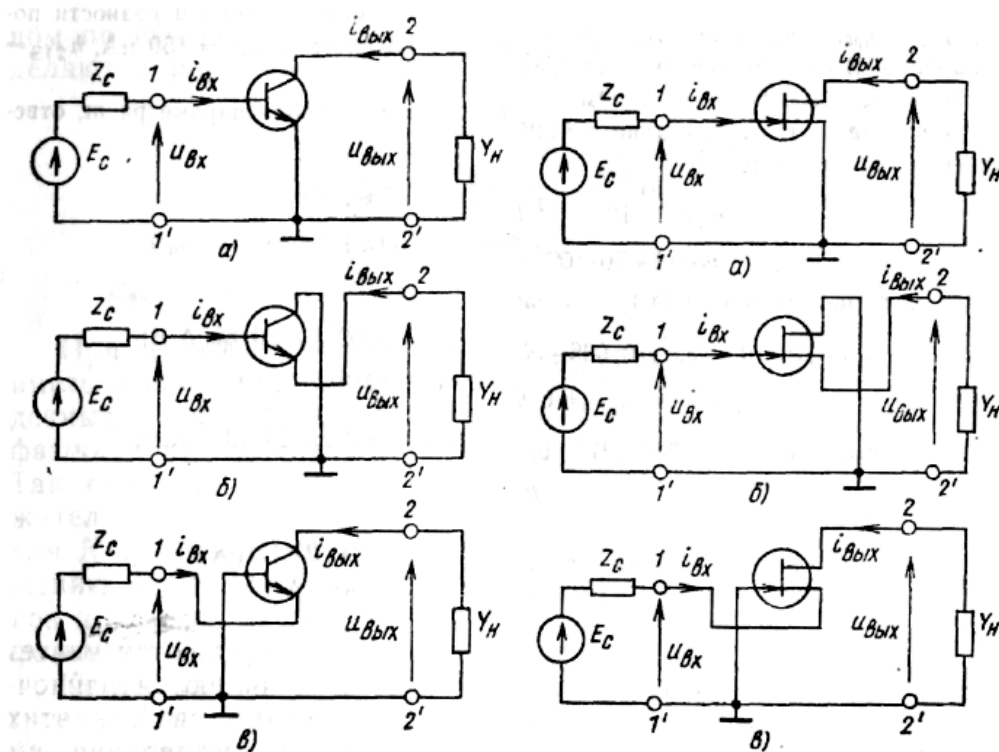


Рисунок 8.4 – Эквивалентные схемы каскадов на переменном токе

В отношении возможных областей применения различных способов включения можно сформулировать ряд рекомендаций.

Наибольшее усиление по мощности обеспечивает включение УП по схеме ОЭ или ОИ. Это включение считается основным. При нем в каскаде имеет место не только наибольшее усиление по мощности, но и, как правило, существенные усиления по току и напряжению, приближающиеся к максимально достижимым. Поэтому на использовании схем ОЭ и ОИ ориентируются в первую очередь.

Приведенные ранее соотношения для g -параметров относятся к этим схемам включения. В дальнейшем параметры, относящиеся к этим схемам, будем в формульных соотношениях использовать без каких-либо дополнительных индексов, тогда как параметры, относящиеся к другим включениям, будем снабжать соответствующими индексами.

В ряде случаев получение наибольшего усиления не является главной задачей. В связи с этим часто в усилителях применяют и другие схемы включения, которые по ряду параметров и свойств превосходят основную схему включения.

В схемах ОК и ОС коэффициент передачи напряжения близок к единице, в результате чего выходной сигнал по величине и фазе повторяет входной. Поэтому эти каскады называются повторителями напряжения (эмиттерный повторитель и истоковый повторитель). Основным достоинством этих каскадов является то, что они обладают малой входной проводимостью и большой выходной. Поэтому указанные каскады используются как согласующие и разделительные, обес-

печивающие высокие значения сквозного коэффициента передачи при прохождении сигнала от высокоомного источника ЭДС к низкоомным цепям.

Особенно часто повторители напряжения применяются в каскадах, работающих на радиочастотный кабель. Такой кабель является низкоомной нагрузкой, и во избежание шунтирующего ее воздействия на выход каскада последний должен обладать малым выходным сопротивлением.

В схемах ОБ и ОЗ выходной ток практически равен входному, поэтому эти схемы можно назвать повторителями тока (вытекающий выходной ток повторяет втекающий входной). Повторители тока не обладают усилением по току, имеют большую входную проводимость и пониженное (по сравнению с основной схемой) усиление по мощности. Все это ограничивает сферу применения схем ОБ и ОЗ. В основном эти включения УП применяются в высокочастотных схемах там, где становится заметным влияние паразитных обратных связей через емкости $p-n$ переходов.

В таблице 8.2 приведены основные расчетные соотношения для различных схем включения УП.

Приводимые в таблице данные о значениях коэффициента усиления по току не учитывают возможного разветвления тока как на входе транзистора, так и на его выходе. Последнее разветвление отсутствует при работе транзистора в режиме короткого замыкания в выходной цепи или же в условиях, когда $g_H \gg g_{22}$.

Данные о выходной проводимости $g_{вых}$ в таблице относятся только к самому транзистору, т. е. они не включают проводимость его нагрузки g_H . Полная выходная проводимость каскада очевидно, равна сумме проводимостей $g_{вых}$ и g_H . Следует отметить, что выходная проводимость при включении ОК существенно зависит от сопротивления источника сигнала R_c , так как при этом включении транзистора нельзя пренебрегать влиянием внутритранзисторной связи через прямосмещенный $p-n$ переход база — эмиттер.

Таблица 8.2 – Основные расчетные соотношения для различных схем включения УП

Тип схемы	K	g_{ex}	$g_{вых}$	K_i
ОЭ, ОИ	$-\frac{g_{21}}{g_{22} + g_H}$	g_{11}	g_{22}	h_{213}
ОК, ОС	$\frac{-g_{21} * R_H}{1 + g_{21} * R_H}$	$\frac{-g_{21} * R_H}{1 + g_{21} * R_H}$	$\frac{-g_{21} * R_H}{1 + g_{21} * R_H}$	$h_{213} - 1$
ОБ, ОЗ	$\frac{g_{21}}{g_{22} + g_H}$	$g_{11} + g_{22}$	g_{22}	$\frac{h_{213}}{h_{213} + 1}$

9 Повторители напряжения

9.1 Эмиттерный и истоковый повторители

Эмиттерным и истоковым повторителями называются усилительные каскады, охваченные 100% последовательной ООС по напряжению. Основные свойства этих каскадов достаточно близки, а существующие различия обусловлены несовпадением характеристик биполярных и полевых транзисторов.

Типовые схемы эмиттерного и истокового повторителей приведены соответственно на рисунке 9.1, а, б.

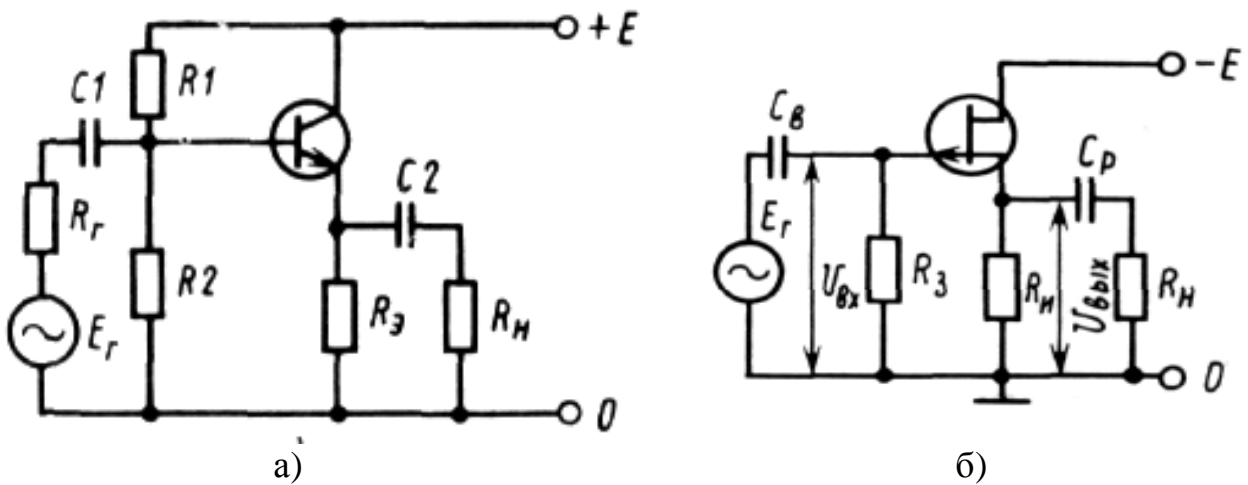


Рисунок 9.1 – Схемы эмиттерного и истокового повторителей

Рассмотрим схему эмиттерного повторителя, отмечая для истокового повторителя только его характерные особенности.

Наличие 100%-ной ООС по напряжению означает, что в эмиттерном повторителе выходной сигнал и сигнал обратной связи равны.

В отличие от усилителя по схеме с общим эмиттером, схема с общим коллектором не инвертирует входной сигнал. Действительно, если ко входу эмиттерного повторителя приложить увеличивающееся по уровню напряжение, то это приведет к увеличению эмиттерного тока транзистора и соответствующему увеличению его выходного напряжения. Поэтому входной и выходной сигналы в схеме будут изменяться в фазе.

Рассмотрим основные характеристики каскада. Для определения коэффициента усиления по напряжению воспользуемся основным выражением для коэффициента передачи усилителя с цепью ООС. Тогда, полагая $\beta = 1$, получим

$$K_{U \text{ оос}} = \frac{K_U}{1 + \beta K_U} = \frac{K_U}{1 + K_U} < 1.$$

Обычно коэффициент усиления напряжения в каскаде повторителя составляет 0,9 - 0,9995.

Входное сопротивление каскада равно

$$R_{вх} = r_B + (1 + h_{21Э}) \frac{R_Э R_H}{R_Э + R_H} \approx h_{21Э} \frac{R_Э R_H}{R_Э + R_H}, \quad (9.1)$$

поскольку в реальных схемах обычно $r_B \ll R_Э$.

Входное сопротивление каскада не остается постоянным, а меняется в зависимости от сопротивления нагрузки.

Значение входного сопротивления также ограничено сопротивлением делителя в цепи базы. Для обеспечения хорошей температурной стабилизации необходимо обеспечить, чтобы выполнялось условие $R_1 \parallel R_2 \leq R_Э$. В то же время для обеспечения высокого входного сопротивления требуется, чтобы делитель не шунтировал входное сопротивление каскада, т. е. $R_1 \parallel R_2 > R_{вх} \approx h_{21Э} \frac{R_Э R_H}{R_Э + R_H}$. Поэтому иногда приходится либо использовать непосредственную связь с источником сигнала (без делителя), либо искусственно повышать сопротивление цепи смещения за счет введения отрицательной ОС.

Входное сопротивление эмиттерного повторителя уменьшается при коротких импульсах и при повышенной частоте сигнала. Это обусловлено инерционностью процессов в базах транзисторов, а также наличием коллекторной и нагрузочной (в общем случае) емкостей.

Выходное сопротивление можно найти из выражения

$$R_{вых} \approx r_{Э диф} + (R_Г + r_B) / (1 + h_{21Э}). \quad (9.2)$$

В частном случае при достаточно большом значении коэффициента передачи базового тока и низкоомном источнике входного сигнала вторым слагаемым можно пренебречь и полагать $R_{вых} \approx r_{Э диф}$, где $r_{Э диф} = dU_{БЭ} / dI_B$ – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода.

Частотные свойства эмиттерного повторителя (как и каскада с общим эмиттером) полностью определяются частотными свойствами применяемого транзистора. Однако на практике данный каскад является более высокочастотным, что является следствием 100% -ной ООС.

Не обладая усилением по напряжению, эмиттерный повторитель обеспечивает значительное усиление по току:

$$K_I = 1 + h_{21Э}, \quad (9.3)$$

а, следовательно, и значительным усилением мощности.

Из сказанного следует, что каскад эмиттерного повторителя наиболее удобен для согласования низкоомных источников сигнала с низкоомной нагрузкой.

Малое выходное сопротивление каскада делает его идеальным при согласовании усилителя с емкостной нагрузкой.

Основные свойства стокового повторителя аналогичны свойствам эмиттерного повторителя, т. е.

$$\begin{aligned} K_{U \text{ ООС}} &< 1; \\ R_{\text{вх}} &\approx R_{\text{см}} - \text{велико}; \\ R_{\text{вых}} &\approx 1 / s - \text{мало}. \end{aligned} \quad (9.4)$$

Частотные свойства истокового повторителя существенно лучше частотных свойств каскада с общим стоком. Причина этого та же, что и в схеме эмиттерного повторителя — 100%-ная ООС.

Следует отметить, что, так как цепь затвора в схеме на рисунке 1, б шунтирована резистором, то, как правило, не удастся реализовать свойственное полевому транзистору большое входное сопротивление. Для реализации этой возможности необходимо отказываться от использования данного способа задания начального смещения.

Напряжение смещения $U_{\text{зи}0}$, обеспечивающее необходимый статический режим работы, определяется падением напряжения на резисторе $R_{\text{и}}$:

$$U_{\text{зи}0} = I_{\text{с}0} R_{\text{и}}. \quad (9.5)$$

Разделительный конденсатор C_1 ($C_{\text{в}}$) выбирают из условия, что в диапазоне рабочих частот выполняется неравенство

$$|1 / j\omega C_1| \ll R_{\text{вх}}, \quad (9.6)$$

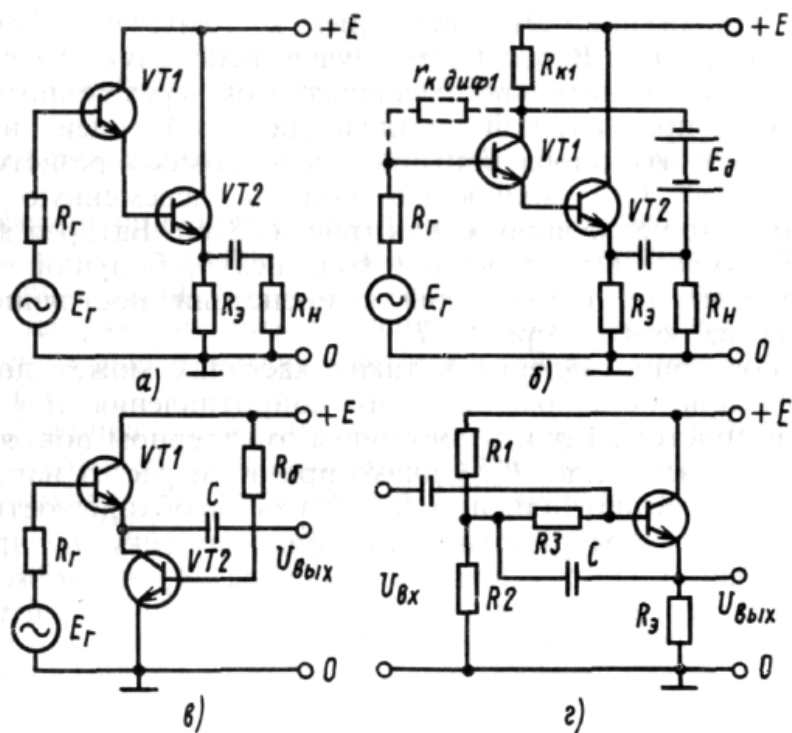
а конденсатор C_2 ($C_{\text{р}}$) – из условия

$$|1 / j\omega C_1| \ll R_{\text{н}}. \quad (9.7)$$

9.2 Сложные эмиттерные повторители

В рассмотренном ранее каскаде, включенном по схеме с ОК, входное сопротивление не превышает сопротивления $r_{\text{к диф}}$. При необходимости получить более высокое входное сопротивление приходится использовать различные схемы сложных эмиттерных повторителей. Простейшая из них на составных транзисторах (рисунок 9.2, а) имеет $R_{\text{вх max}} \approx r_{\text{к диф}}$, но у нее входное сопротивление возрастает с увеличением $R_{\text{э}} \parallel R_{\text{н}}$ значительно быстрее, чем у обычных повторителей. При его расчете можно использовать полученные ранее уравнения, подставляя в них эквивалентный коэффициент передачи базового тока:

$$h_{21 \text{ экв}} \approx h_{21 \text{ э}1} h_{21 \text{ э}2}. \quad (9.8)$$



- а – на составных транзисторах;
- б – составные повторители с дополнительной обратной связью;
- в – с динамической нагрузкой;
- г – с базовым делителем из активных резисторов.

Рисунок 9.2 – Эмиттерные повторители

Максимальное входное сопротивление приблизительно такое же, как у простого эмиттерного повторителя, но его значение, близкое к максимальному, получается при меньшем значении $R_3 \parallel R_N$. Коэффициент передачи намного ближе к единице ($K_U > 0,995$).

Для увеличения входного сопротивления необходимо повышать сопротивление коллекторного перехода $r_{k \text{ диф}}$. Это часто можно выполнить за счет различных схемных решений. Иногда применяют составные повторители с дополнительной обратной связью, когда напряжение на коллекторе изменяют так, чтобы к $r_{k \text{ диф}}$ было приложено нулевое (в идеальном случае) напряжение. Это приводит к тому, что ток через него не протекает. В реальном случае, используя это решение, можно только значительно уменьшить ток через сопротивление $r_{k \text{ диф}}$. Для практической реализации этой идеи в схему составного эмиттерного повторителя включают резистор $R_{к1}$ и на коллектор $VT1$ полностью подают переменную составляющую выходного напряжения (рисунок 9.2, б). Батарея E_d , роль которой в схемах выполняет или конденсатор большой емкости, или стабилитрон, служит для компенсации постоянного напряжения на коллекторе $VT1$.

Входное сопротивление в таких каскадах может достигать 100 МОм при большом значении сопротивления $R_3 \parallel R_N$.

Как в простом, так и в составном эмиттерном повторителях желательно увеличение $R_Э$. Однако при этом растет напряжение постоянной составляющей $I_Э R_Э$. Из-за необходимости обеспечить определенный режим по постоянному току ($I_Э$ требуемого значения) сопротивление резистора $R_Э$ не может быть выбрано высоким. Это ограничение можно обойти, если использовать элемент, имеющий малое сопротивление для постоянного тока и большое для переменного, например транзистор.

В схеме рисунка 9.2, в, которую иногда называют схемой с динамической нагрузкой, ток транзистора $VT2$ определяется только током его базы и практически не зависит от напряжения на коллекторе. Следовательно, сопротивление по переменному току у транзистора $VT2$ велико (близко к $r_{к\text{ диф}}$), что и требовалось получить.

Все меры по увеличению входного сопротивления могут не дать результатов, если не учесть наличие делителя из активных резисторов, которым задается режим работы по постоянному току. Для получения высокого входного сопротивления этот делитель должен быть или устранен вообще, или его влияние должно быть нейтрализовано. Последнее возможно только на переменном токе.

В приведенной на рисунке 9.2, г схеме сравнительно низкоомное сопротивление резистора $R_Э$ за счет обратной связи повышается в $1/(1 - K_U)$ раз. Это сопротивление по переменному току может достигать десятков МОм и не будет существенно шунтировать вход эмиттерного повторителя.

Таким образом, для усилительных каскадов с ОК характерны:

- 1) высокое входное сопротивление, значение которого достаточно стабильно;
- 2) большой коэффициент усиления по току;
- 3) стабильный коэффициент усиления по напряжению, близкий к единице;
- 4) малое выходное сопротивление;
- 5) отсутствие в рабочем диапазоне частот фазового сдвига между входным и выходным напряжениями.

10 Аналоговые интегральные схемы

10.1 Общие сведения об аналоговых интегральных схемах

Современный этап развития электроники характеризуется тем, что при проектировании электронных средств различного назначения используют не дискретные элементы (транзисторы, диоды, резисторы, конденсаторы и т. п.), а законченные функциональные узлы, выполненные в виде интегральных схем (ИС). Такой подход позволяет значительно повысить статические, динамические, эксплуатационные и надежность показатели аппаратуры, существенно удешевить и сократить сроки ее проектирования, которое фактически сводится к разработке структуры, удовлетворяющей поставленным

требованиям, выбору необходимых ИС и согласованию их входных и выходных характеристик.

Применительно к цифровым устройствам выбор ИС с нужными свойствами достаточно формализован и практически не представляет труда. В то же время выбор и применение аналоговых ИС (АИС) достаточно специфичны и оставляют большой простор для творчества разработчика. Он должен знать внутреннюю схемотехнику и конструкцию АИС, свойства типовых схем и условия их применения, а также методы быстрой оценки основных характеристик разрабатываемого устройства.

Под аналоговыми интегральными схемами обычно понимают микроэлектронные изделия (законченные функциональные блоки, изготовленные в одном корпусе), осуществляющие операции над аналоговыми сигналами. При подключении требуемых напряжений питания и выполнении необходимых соединений такой законченный функциональный блок имеет параметры, указанные в отраслевых стандартах на применение данной интегральной схемы.

При использовании аналоговых интегральных схем отпадает необходимость в расчете, сборке и настройке отдельных каскадов. В этом случае на первый план выдвигаются вопросы согласования отдельных микросхем, введения цепей ОС, обеспечивающих получение необходимых параметров, обеспечения устойчивости всей системы, охваченной цепями ОС, и т. д.

Аналоговые интегральные схемы включают в себя усилительные каскады, рассмотренные ранее, а также их комбинации и модернизированные варианты. Они отличаются от усилителей, выполненных на дискретных элементах, только методами изготовления отдельных компонентов схем и технологией изготовления законченных функциональных узлов.

В большинстве случаев принципиальные схемы интегральных усилителей выглядят значительно сложнее своих дискретных аналогов. Это объясняется тем, что если для незначительного улучшения каких-либо параметров усилителя требуется ввести один или несколько дополнительных транзисторов, их, как правило, вводят, зная, что стоимость изготовления от этого существенно не изменится.

В настоящее время разработано большое число АИС как общего, так и специального назначения. К ним, в первую очередь, следует отнести АИС усилителей постоянного тока (операционных усилителей), схем сравнения (компараторов), источников питания (непрерывных стабилизаторов напряжения). Большую группу составляют специализированные АИС, предназначенные для построения бытовой аппаратуры. Здесь можно выделить АИС, предназначенные для звуковоспроизводящей и радиоприемной аппаратуры, а также аппаратуры магнитной записи. Однако, несмотря на различие используемой элементной базы, функционального назначения и технологии изготовления основой большинства из них является схемотехника дифференциального усилителя постоянного тока. Дифференциальный усилитель в настоящее время по существу является основным схемотехническим элементом современной интегральной аналоговой электроники.

Для того чтобы различать, какую функцию выполняет конкретная микросхема, принята система условных обозначений, отражающая их принадлежность к определенным сериям, классам и группам.

Среди всей номенклатуры выпускаемых промышленностью аналоговых интегральных схем значительная часть приходится на интегральные усилители. В частности, можно выделить:

- усилители высокой частоты (УВ) (171УР1, 401УВ3);
- операционные усилители (УД) (серии 140, 153, 154, 157, 544, 551, 553, 574, 740, 1401, 1407, 1408, 1409);
- эмиттерные и истоковые повторители (УЕ) (119УЕ1, К284УЕ1А);
- усилители импульсных сигналов (УИ) (119УИ1);
- широкополосные усилители (УВ) (171УВ1, 175УВ1, 265УВ7), в том числе видеоусилители (171УВ2);
- усилители низкой частоты (УН) (123УН1, 157УН1, К174УН9, 237УН1, 504УН2, К1400УН1 и др., в том числе малошумящие 119УН1, 157УП2, 538УН1, 538УН3, КР1005УН1);
- дифференциальные усилители (УС);
- усилители промежуточной частоты (УП) и др.

Кроме этого промышленностью выпускаются транзисторные сборки (несколько идентичных транзисторов, выполненных в одном корпусе), на основе которых можно реализовать многокаскадное аналоговое устройство.

В каталогах и информационных листках обычно приводятся принципиальные схемы микросхем. Однако для практического использования надо иметь руководства по применению, выпускаемые в виде отраслевых стандартов. В них приведены схемы соединения выводов микросхем и рекомендуемые параметры навесных компонентов. Без руководства по применению создавать устройства с заданными параметрами сложно из-за того, что принципиальная схема представляет собой сочетание большого количества соединенных непосредственно активных и пассивных элементов, параметры которых неизвестны.

11 Особенности схемотехники интегральных усилителей

11.1 Источники постоянного тока и напряжения

При разработке усилительных устройств, особенно в интегральном исполнении, часто возникает необходимость использования устройств, свойства которых близки к свойствам идеальных источников постоянного тока и напряжения. Следует сразу отметить, что создание устройств, являющихся идеальными источниками тока и напряжения, невозможно. Однако для некоторого ограниченного диапазона изменения параметров создание устройств, имитирующих такие источники, вполне возможно. При этом могут использоваться как биполярные, так и полевые транзисторы.

Наиболее просто на полупроводниковых приборах реализуются источники постоянного тока. Рассмотрим принципы построения таких устройств на

примере биполярных транзисторов. Для этого обратимся к выходным характеристикам биполярного транзистора, соответствующим его схеме включения с общим эмиттером. Очевидно, что если биполярный транзистор работает в активном режиме при постоянном значении базового тока, то его выходной ток мало зависит от напряжения между выводами эмиттера и коллектора. Аналогичным свойством обладает и полевой транзистор, работающий в насыщенном режиме при постоянном напряжении на затворе. Именно на этом принципе и строятся все транзисторные схемы источников тока. Рассмотрим наиболее часто встречающиеся схемы.

Предположим, что в базу биполярного транзистора от некоторого внешнего источника задан постоянный ток $I_{Б0} = \text{const}$ и транзистор работает в активном режиме (рисунок 11.1, б). Тогда при заданном значении напряжения питания $U_{П}$ точка пересечения нагрузочной прямой, соответствующая значению $R_{Н}$, должна лежать на отрезке ab его выходной характеристики. Это означает, что сопротивление нагрузки должно удовлетворять неравенству

$$R_{Н \text{ макс}} = |U_{П} - U_{БЭ}(I_{Б0})| / h_{21Э} I_{Б0} > R_{Н} > R_{Н \text{ мин}} = 0, \quad (11.1)$$

где $U_{БЭ}(I_{Б0})$ — напряжение $U_{БЭ}$, соответствующее базовому току, равному $I_{Б0}$.

Определим насколько изменится выходной ток транзистора в рассматриваемом случае, если сопротивление нагрузки изменяется в указанном диапазоне. Для этого воспользуемся h -параметрами транзистора.

$$\Delta I_{К} = h_{22Э} |U_{Н} - U_{БЭ}(I_{Б0})|.$$

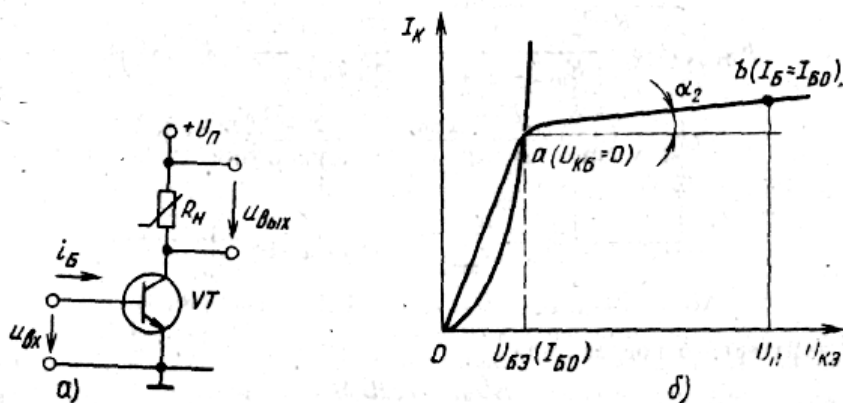


Рисунок 11.1 – Выходная ВАХ БТ

Из-за малости величины $h_{22Э}$ (выходной проводимости транзистора) (обычно $r_{К} \gg R_{Н}$) отклонение выходного тока транзистора для всего диапазона изменений сопротивления нагрузки обычно не превышает нескольких процентов и рассматриваемую схему можно считать идеальным источником тока.

Таким образом, проблема выполнения источника тока на биполярном транзисторе сводится к проблеме задания его постоянного базового тока.

Из входной характеристики биполярного транзистора следует, что стабилизация базового тока означает стабилизацию напряжения $U_{БЭ}$. Следовательно, если эмиттерный переход биполярного транзистора шунтировать элементом, напряжение на котором не зависит от изменения внешних условий, базовый и, следовательно, коллекторный токи будут оставаться практически постоянными. В качестве такого элемента может быть использован резистивный делитель. Однако, так как в процессе работы любой схемы ее напряжение питания не остается постоянным, лучшие результаты могут быть получены при использовании $p-n$ -переходов, работающих на участках прямого смещения или обратного пробоя.

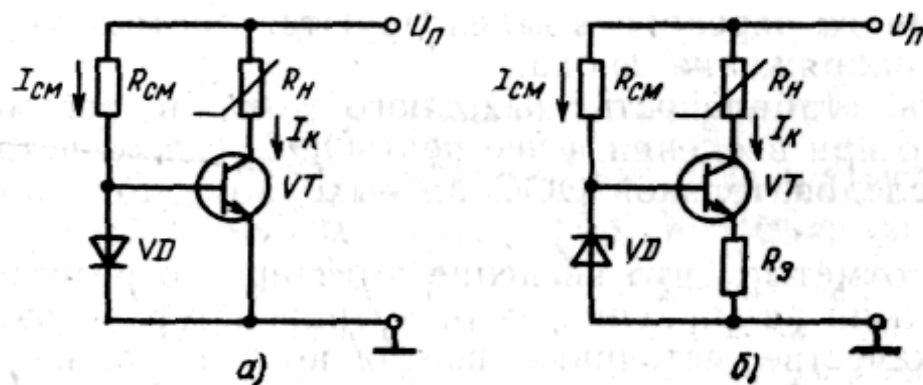


Рисунок 11.2 – Схема источника тока

На рисунке 11.2, а приведена простейшая схема источника тока, в которой для стабилизации эмиттерного напряжения транзистора VT использован диод VD , смещенный в прямом направлении. Ток диода задается резистором R_{CM} .

Данная схема, несмотря на простоту, кроме всего прочего обеспечивает получение достаточно хорошей температурной стабильности. Это объясняется тем, что температурные изменения напряжения эмиттерного перехода компенсируются соответствующими изменениями напряжения диода.

Повысить стабильность выходного тока в рассматриваемой схеме можно при введении в нее цепи ООС. Схема источника тока с цепью последовательной ООС по выходному току приведена на рисунке 11.2, б.

Следует отметить, что введение эмиттерного резистора R_E требует увеличения напряжения на базе транзистора. Поэтому в этом случае в качестве источника постоянного напряжения удобнее использовать стабилитрон.

Анализируя характеристики полупроводниковых приборов, можно сделать вывод, что в качестве источника постоянного напряжения можно использовать либо прямую ветвь ВАХ $p-n$ -перехода, либо его обратную ветвь в области электрического пробоя перехода. Кроме этого источник постоянного напряжения может быть легко построен на основе источника постоянного тока. Для этого достаточно выходной ток источника пропустить через резистор с неизменным сопротивлением. На рисунке 11.3, а показана схема такого источника постоянного напряжения. В качестве источника постоянного тока ($I_{ИТ}$) исполь-

зуется полевой транзистор VT с истоковым резистором $R_{И}$, а в качестве преобразователя ток — напряжение — эталонный резистор R_I .

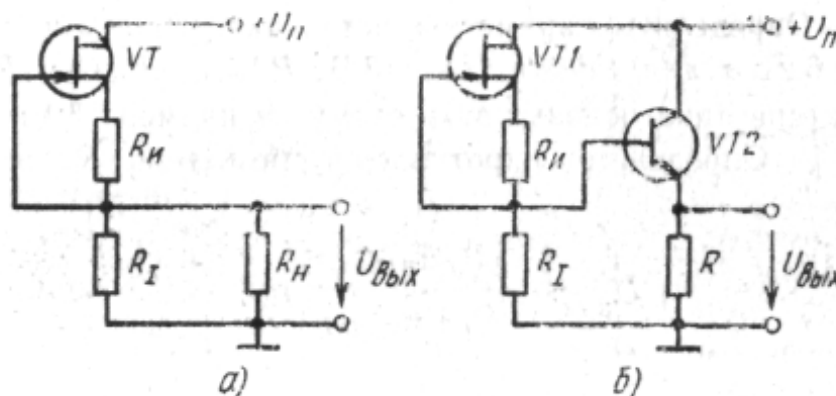


Рисунок 11.3 – Схема такого источника постоянного напряжения

Схема, приведенная на рисунке 11.3, б обладает более высокой стабильностью выходного напряжения, так как в ней нагрузка подключена к источнику стабильного напряжения через эмиттерный повторитель.

Значительно улучшить параметры схемы на рисунке 11.3, а можно при использовании в качестве R_I элемента с малым дифференциальным сопротивлением, например диода или стабилитрона.

11.2 Схема «токового зеркала»

«Токовым зеркалом» называют электронное устройство с одним входом и одним или несколькими выходами, выходной ток (или токи) которого повторяет как по величине, так и по направлению его входной ток.

По выполняемым функциям данное устройство, по существу, является управляемым током источником тока, коэффициент передачи которого равен единице. Поэтому в основу разработки таких устройств могут быть положены принципы, использованные ранее при построении схем источников тока.

Простейшая схема «токового зеркала» приведена на рисунке 11.4, а. Ее основу составляют транзисторы $VT1$ и $VT2$, причем для нормальной работы устройства необходимо, чтобы параметры транзисторов были полностью идентичны.

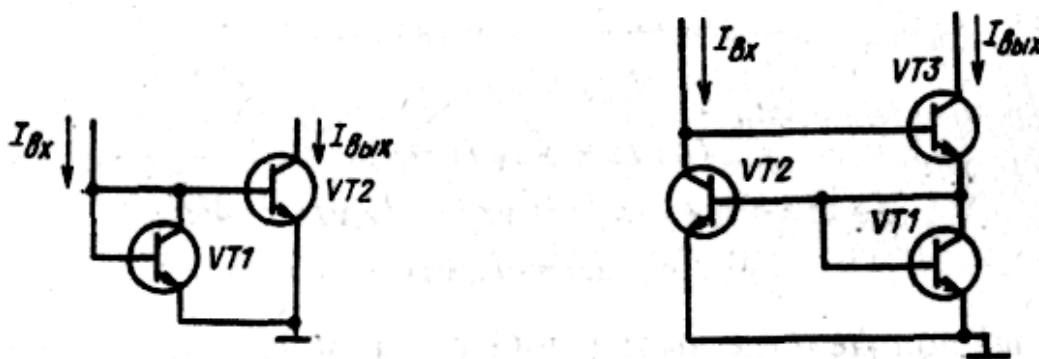


Рисунок 4 - Схема «токового зеркала»

Транзистор $VT1$ используется в диодном включении. Так как его напряжение $U_{кб} = 0$, то он работает на границе активного режима и режима насыщения. При этом его коллекторный и базовый токи связаны соотношением

$$I_{K VT1} = I_{B VT1} * h_{21Э}. \quad (11.2)$$

Так как параметры транзисторов полностью идентичны, то из очевидного условия

$$U_{БЭ VT1} = U_{БЭ VT2} \quad (11.3)$$

следует, что $I_{B VT1} = I_{B VT2}$. Однако при этом $I_{K VT1} = I_{K VT2}$.

Для входного тока устройства справедливо соотношение

$$I_{ВХ} = I_{K VT1} + I_{B VT1} + I_{B VT2}. \quad (11.4)$$

При идентичности параметров транзисторов его можно переписать в виде

$$I_{ВХ} = I_{K VT1} (1 + 2 / h_{21Э}). \quad (11.5)$$

Типовой коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером для современных транзисторов удовлетворяет условию $h_{21Э} \gg 1$. Поэтому с достаточной с инженерной точки зрения точностью, можно записать

$$I_{ВХ} \approx I_{K VT1} = I_{K VT2}. \quad (11.6)$$

Если точность повторения (отражения) тока, обеспечиваемая в схеме на рисунке 11.4, а недостаточна, то применяют более сложные структуры «токового зеркала». Одна из таких схем приведена на рисунке 11.4, б. От исходной она отличается введением дополнительного транзистора $VT3$ и местом подключения входного тока.

11.3 Составной транзистор

Анализируя выражения для коэффициентов усиления каскадов, выполненных на биполярных транзисторах, можно заключить, что в конечном счете максимальное значение их коэффициента усиления определяется коэффициентом передачи тока транзистора в схеме с общим эмиттером $h_{21Э}$. Реальное значение $h_{21Э}$ определяется типом и технологией изготовления транзистора и обычно не превышает нескольких сотен. Увеличение коэффициента усиления выше этого значения в ряде случаев позволяет существенно упростить схемотехнику проектируемых усилительных устройств. Так, при построении многокаскадных усилителей можно обойтись меньшим числом каскадов или при управлении мощной нагрузкой отказаться от промежуточных усилителей мощ-

ности и управлять значительной мощностью непосредственно от маломощного источника.

Решить проблему увеличения коэффициента усиления тока можно чисто схемотехническим путем за счет каскадного включения нескольких транзисторов. Применительно к транзисторам одного типа проводимости такие схемы были впервые предложены Дарлингтоном и поэтому часто называются схемами Дарлингтона или составными транзисторами.

Основные параметры таких схем рассмотрим на примере приведенной на рисунке 11.5, а структуры, выполненной на двух *n-p-n*-транзисторах.

Будем полагать, что в рассматриваемом случае используется схема включения транзисторов с общим эмиттером. Тогда для каждого транзистора можно записать

$$I_{K1} = I_{B1} * h_{21Э1} + I_{КБ01}; \quad (11.7)$$

$$I_{K2} = I_{B2} * h_{21Э2} + I_{КБ02}. \quad (11.8)$$

Для схемы выполняется условие $I_{B2} = I_{Э1}$. Тогда, используя приведенные выражения, выразим ток коллектора транзистора *VT2* через базовый ток транзистора *VT1*. При этом для простоты будем полагать, что для обоих транзисторов $I_{КБ0} = 0$

$$\begin{aligned} I_{K1} &= I_{Э1} * h_{21Э2} = (I_{K1} + I_{B1}) * h_{21Э1} = (I_{B1} * h_{21Э1} + I_{B1}) * h_{21Э1} = \\ &= I_{B1} * (h_{21Э1} + 1) * h_{21Э2} \end{aligned} \quad (11.9)$$

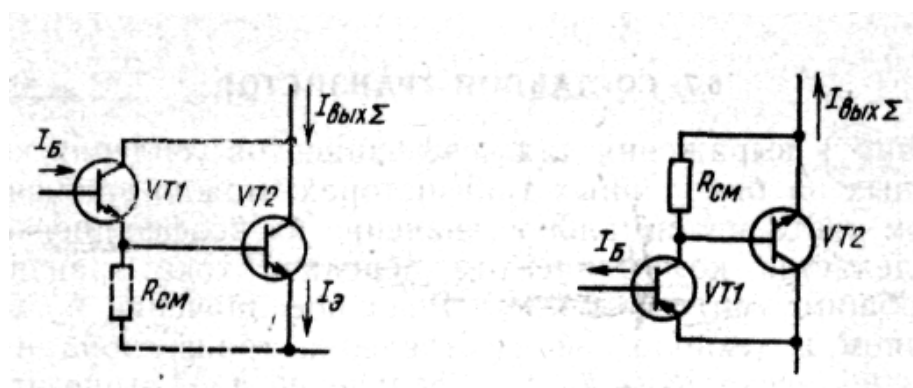


Рисунок 11.5 – Схемы Дарлингтона

Суммарный выходной ток составного транзистора равен

$$\begin{aligned} I_{\text{вых}\Sigma} &= I_{K1} + I_{K2} = I_{B1} * h_{21Э1} + I_{B1} * (h_{21Э1} + 1) * h_{21Э2} = \\ &= I_{B1} * (h_{21Э1} + h_{21Э2} + h_{21Э1} * h_{21Э2}). \end{aligned}$$

или

$$I_{\text{вых}\Sigma} \approx I_{B1} * h_{21Э1} * h_{21Э2}. \quad (11.10)$$

Рассмотренная схема является не единственно возможной. Составные транзисторы строятся и на приборах различного типа проводимости. Такие

структуры называют составными транзисторами с дополнительной симметрией. Пример построения такой схемы приведен на рисунке 11.5, б. В этом случае в качестве входного используется транзистор структуры $p-n-p$, а выходного — структуры $n-p-n$.

12 Общие сведения об операционных усилителях

12.1 Структурная схема ОУ

Операционный усилитель (ОУ) – это унифицированный многокаскадный усилитель постоянного тока, выполненный, как правило, в виде интегральной микросхемы, удовлетворяющий следующим требованиям к электрическим параметрам:

- коэффициент усиления по напряжению стремится к бесконечности ($K_U \rightarrow \infty$);
- входное сопротивление стремится к бесконечности ($R_{ВХ} \rightarrow \infty$);
- выходное сопротивление стремится к нулю ($R_{ВЫХ} \rightarrow 0$);
- если входное напряжение равно нулю ($U_{ВХ} = 0$), то выходное напряжение также равно нулю ($U_{ВЫХ} = 0$);
- полоса пропускания стремится к бесконечности ($f_B \rightarrow \infty$).

Операционные усилители (иногда их называют решающими усилителями) после их появления широко применялись в аналоговых вычислительных машинах для реализации различных математических операций (суммирование, вычитание, дифференцирование, интегрирование и т. д.), откуда и произошло их название. В частности, в аналоговом вычислительном устройстве ЗРК «Круг» для решения стрельбовых задач использовались ОУ на основе малогабаритных электронных ламп. В настоящее время ОУ применяются для усиления аналоговых сигналов, их линейной и нелинейной обработки, сравнения двух сигналов (в пороговых устройствах) и т.д.

Следует отметить, что на практике ни одно из перечисленных выше требований к ОУ не может быть удовлетворено полностью. Достоверность допущений об идеальности свойств в каждом конкретном случае подтверждается сопоставлением реальных параметров ОУ и требований к разрабатываемым электронным устройствам. Так, если требуется разработать усилитель с коэффициентом усиления 100, то стандартный ОУ с коэффициентом усиления 250 000 можно рассматривать для этого случая как идеальный.

Условное графическое обозначение (УГО) ОУ приведено на рисунке 12.1. Треугольник в правом поле УГО операционного усилителя означает, что ОУ относится к классу усилителей.

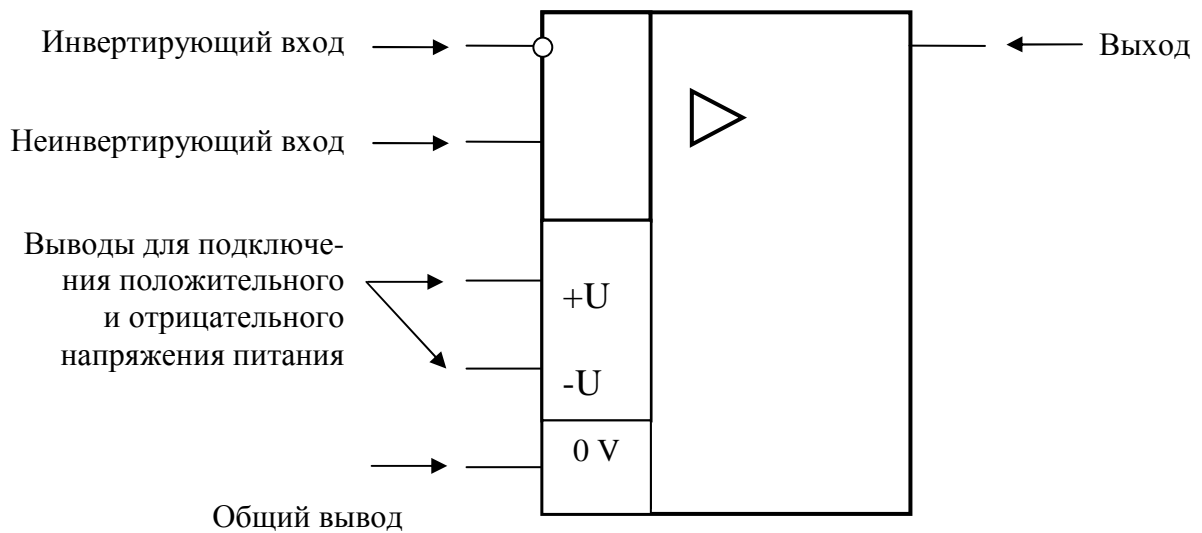


Рисунок 12.1 – Условное графическое изображение ОУ

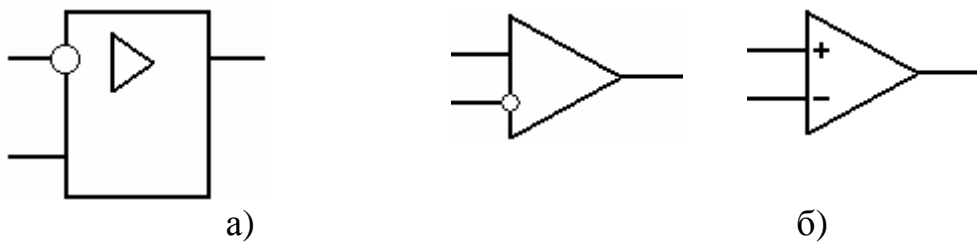


Рисунок 12.2 – Упрощенные условные графические изображения ОУ

На рисунке 12.2, а приведено упрощенное УГО операционного усилителя, часто используемое при изображении схем в учебной и технической литературе. Как видно, на нем не показаны выводы, к которым подключают источники питания. Кроме этого в литературе, особенно зарубежной, встречаются УГО, не соответствующие отечественному стандарту. Они показаны на рисунке 12.2, б.

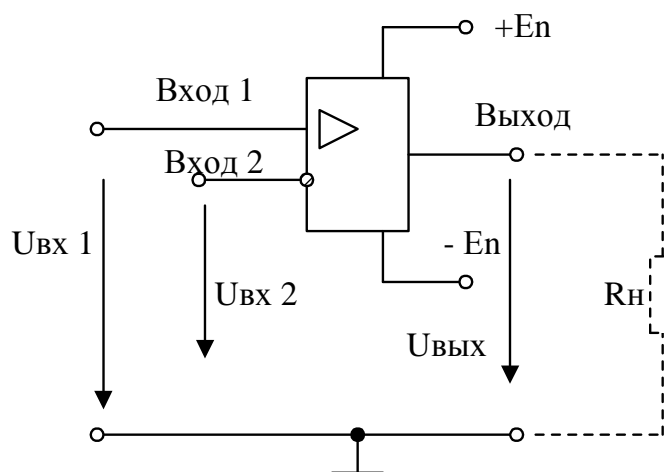


Рисунок 12.3 – Структурная схема ОУ

Как показано на рисунке 12.3, входные сигналы подают на входы 1 и 2 относительно общего провода. Нагрузка подключается к усилителю между

выходом и общим проводом. В качестве источника питания ОУ используют двухполярный источник напряжения ($+E_{П}$, $-E_{П}$). Средний вывод этого источника также подключают к общему проводу (общей шине для входных и выходного сигналов). В реальных ОУ напряжение питания лежит в диапазоне $\pm 3\text{В}$ - $\pm 18\text{В}$. Использование источника питания со средней точкой предполагает возможность изменения не только уровня, но и полярности как входного, так и выходного напряжений ОУ.

Один из входных выводов (вход 1) называется неинвертирующим, а другой (вход 2) — инвертирующим. Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ связано с входными напряжениями $U_{\text{ВХ1}}$ и $U_{\text{ВХ2}}$ соотношением

$$U_{\text{ВЫХ}} = K_{U0} (U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}), \quad (12.1)$$

где K_{U0} - собственный коэффициент усиления ОУ по напряжению.

Из приведенного выражения следует, что ОУ воспринимает только разность входных напряжений, называемую дифференциальным входным сигналом, и нечувствителен к любой составляющей входного напряжения, воздействующей одновременно на оба его входа (синфазный входной сигнал).

Как было отмечено ранее, K_{U0} в ОУ должен стремиться к бесконечности, однако на практике он ограничивается значением 10^4 - 10^6 .

Реальные ОУ обычно снабжаются большим числом выводов, которые используются для подключения внешних цепей частотной коррекции, формирующих требуемый вид АЧХ усилителя, а также цепей устранения дрейфа нуля.

Реализация перечисленных выше требований к электрическим параметрам ОУ невозможна на основе схемы однокаскадного усилителя. Поэтому реальные ОУ строятся на основе многокаскадных усилителей постоянного тока. Структурная схема ОУ в общем случае имеет вид, приведенный на рисунке 12.4.

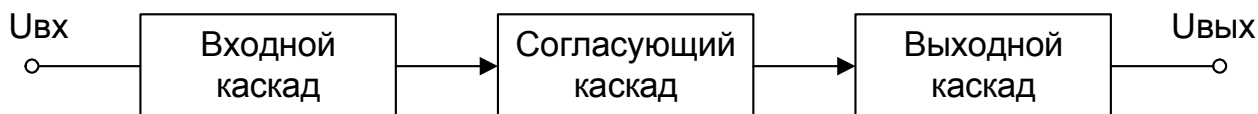


Рисунок 12.4 – Структурная схема трехкаскадного ОУ

Как видно из рисунка 12.4, ОУ в общем случае может состоять из трех каскадов. Входной каскад ОУ обычно выполняют на основе дифференциального усилительного каскада, что позволяет максимально уменьшить величину дрейфа нуля, получить достаточно большой коэффициент усиления напряжения, обеспечить получение максимально высокого входного сопротивления и максимально подавить действующие на входе синфазные составляющие сигнала, обусловленные изменением температуры окружающей среды, изменением напряжения питания, старением элементов и т. п.

Согласующий каскад служит для согласования выхода дифференциального усилителя со входом оконечного (выходного) каскада ОУ, обеспечивая необходимое усиление сигнала по току и напряжению, а также согласование фаз сигналов. В качестве согласующего каскада чаще всего так же, как и в качестве входного, используется дифференциальный усилитель.

Выходной каскад, который, как правило, выполняется по двухтактной схеме, в которой транзисторы включены по схеме с ОК, обеспечивает требуемое усиление сигнала по мощности.

12.2 Основные параметры и частотные свойства ОУ

К основным параметрам ОУ можно отнести:

- коэффициент усиления напряжения K_{U0} ;
- входное напряжение смещения U_{CM} ;
- входной ток I_{BX} ;
- разность входных токов ΔI_{BX} ;
- входное сопротивление R_{BX} ;
- выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$;
- коэффициент подавления синфазного сигнала $K_{ПСФ}$;
- скорость нарастания выходного напряжения $V_{U\text{ Вых}}$;
- частота единичного усиления $F_{МАКС}$.

Приведенные параметры должны учитываться при построении схем аналоговых электронных устройств на основе ОУ.

Рассмотрим перечисленные параметры более подробно.

Коэффициент усиления напряжения K_{U0} характеризует способность ОУ усиливать подаваемый на его входы дифференциальный сигнал:

$$K_{U0} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}, \quad (12.2)$$

где $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}$ входное дифференциальное напряжение.

Типовое значение коэффициента усиления ОУ составляя $10^4 - 10^6$.

Входное напряжение смещения U_{CM} – это напряжение, которое обусловлено, в основном, неидентичностью напряжений эмиттерных переходов транзисторов входного дифференциального усилителя. Наличие этого напряжения приводит к тому, что даже при отсутствии входного напряжения, напряжение на выходе ОУ не равно нулю (то есть $U_{\text{ВЫХ}} \neq 0$ при $U_{\text{ВХ}} = 0$).

Численно входное напряжение смещения определяется как напряжение, которое необходимо приложить ко входу усилителя для того, чтобы его выходное напряжение было равно нулю. Типовое значение напряжения смещения единицы — десятки милливольт.

Входной ток I_{BX} (входной ток смещения) — ток, протекающий во входных выводах ОУ и необходимый для обеспечения требуемого режима работы

его транзисторов по постоянному току. Типовое значение этого тока сотни наноампер — единицы микроампер.

Разность входных токов $\Delta I_{ВХ}$ (ток сдвига). Природа этого тока кроется, в основном, в неодинаковости коэффициентов передачи тока $h_{21Э}$ транзисторов входного каскада ОУ. Численно он равен модулю разности входных токов усилителя:

$$\Delta I_{ВХ} = |I_{ВХ1} - I_{ВХ2}| \quad (12.3)$$

Типовое значение данного параметра — от единиц и десятых долей наноампера до единиц микроампер.

Входное сопротивление $R_{ВХ}$. Различают дифференциальное входное сопротивление $R_{ВХ \text{ диф}}$ и синфазное входное сопротивление $R_{ВХ \text{ син}}$.

$R_{ВХ \text{ диф}}$ определяется как сопротивление между входами усилителя, а $R_{ВХ \text{ син}}$ - как сопротивление между объединенными входными выводами и нулевой шиной.

Повышение входного сопротивления ОУ достигается либо снижением базовых токов покоя биполярных транзисторов дифференциального усилителя входного каскада до ничтожно малых значений (единицы наноампер), либо использованием в дифференциальном усилителе полевых транзисторов.

Типовое значение входного сопротивления — сотни килоом.

Выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$ - это сопротивление усилителя, рассматриваемого как эквивалентный генератор. Типовое значение выходного сопротивления — сотни Ом.

Коэффициент подавления синфазного сигнала $K_{П \text{ сф}}$ определяет степень подавления (ослабления) синфазной составляющей входного сигнала. Его типовое значение — 50 - 70 дБ.

Скорость нарастания выходного напряжения $V_{U \text{ ВЫХ}}$ характеризует частотные свойства усилителя при его работе в импульсных схемах. Измеряется при подаче на вход ОУ напряжения ступенчатой формы. Численное значение $V_{U \text{ ВЫХ}}$ может быть найдено как отношение изменения выходного напряжения ОУ ко времени его нарастания при подаче на вход скачка напряжения. Время нарастания определяется интервалом времени $t_{уст}$, в течение которого выходное напряжение ОУ изменяется от 10 % до 90 % от своих установившихся значений:

$$V_{U \text{ ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{t_{уст}} \quad (12.4)$$

Типовое значение скорости изменения выходного напряжения — единицы вольт/микросекунд.

Частота единичного усиления $F_{МАКС}$ - это частота, на которой модуль коэффициента усиления ОУ равен единице. Обычно эта частота не превышает нескольких мегагерц.

Большинство перечисленных параметров сильно зависит от условий эксплуатации. Эти зависимости обычно задаются графически.

Одной из важных характеристик ОУ является передаточная характеристика для неинвертирующего и инвертирующего входов. Применение двух источников питания в ОУ при подключении нагрузки к их общей точке позволяет формировать на выходе двухполярное напряжение. Следовательно, передаточная характеристика усилителя расположена в двух квадрантах. На рисунке 12.5, а и б приведены передаточные характеристики ОУ соответственно для неинвертирующего и инвертирующего входов. Из этих характеристик следует, что максимальное выходное напряжение ОУ ($U_{\text{вых max}}$) всегда меньше напряжения источников питания.

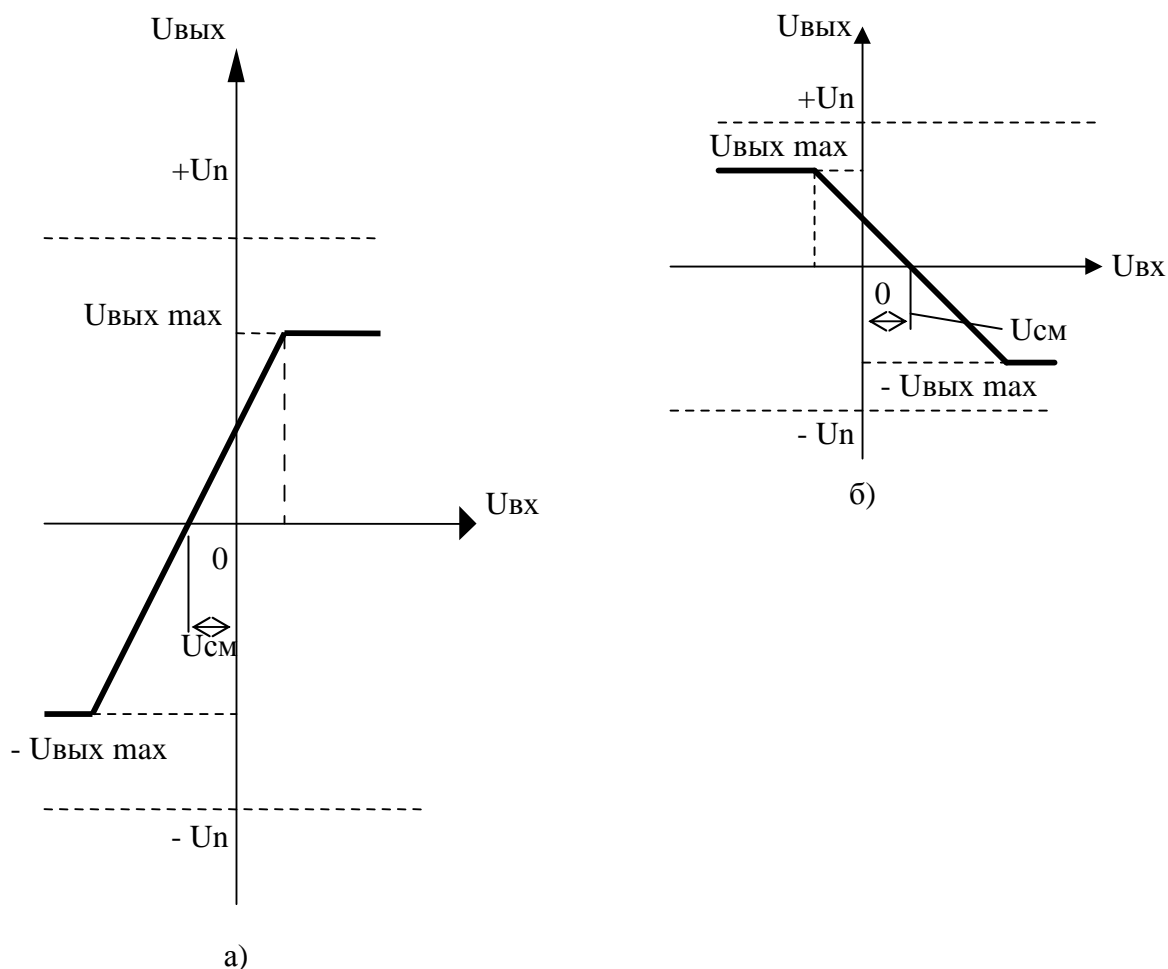


Рисунок 12.5 - Передаточные характеристики ОУ

Частотные свойства ОУ в зависимости от условий его применения характеризуются двумя группами параметров. К первой группе относятся параметры, используемые при построении аналоговых схем. Это, в первую очередь, линейная амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) и фазочастотная характеристика (ФЧХ).

Ко второй группе параметров относится скорость нарастания выходного напряжения (скорость отклика усилителя), характеризующаяся временем уста-

новления выходного напряжения и временем восстановления ОУ после перегрузки. Эта характеристика применяется для анализа работы ОУ в импульсных схемах.

При рассмотрении частотных свойств ОУ необходимо принимать во внимание следующее:

- ОУ может как содержать, так и не содержать собственные (внутренние) цепи коррекции;
- ОУ является многокаскадным усилителем, поэтому его амплитудная и фазочастотная характеристики могут быть получены простым суммированием соответствующих характеристик входящих в него каскадов.

Следует отметить, что на частотные свойства ОУ, кроме применяемых полупроводниковых приборов и внутренних цепей коррекции сильное влияние оказывают паразитные емкости самой ИС.

Результирующие ЛАЧХ и ФЧХ ОУ, состоящего из нескольких каскадов, можно построить суммированием ЛАЧХ и ФЧХ отдельных каскадов. На рисунке 6 приведена построенная таким образом ЛАЧХ трехкаскадного ОУ. Вполне очевидно, что в различных каскадах из-за неодинаковых свойств активных приборов и разной глубины местной ООС постоянные времени T_i будут различны, поэтому различными будут и соответствующие им частоты среза $\omega_{cp\ i} = 2\pi / T_i$.

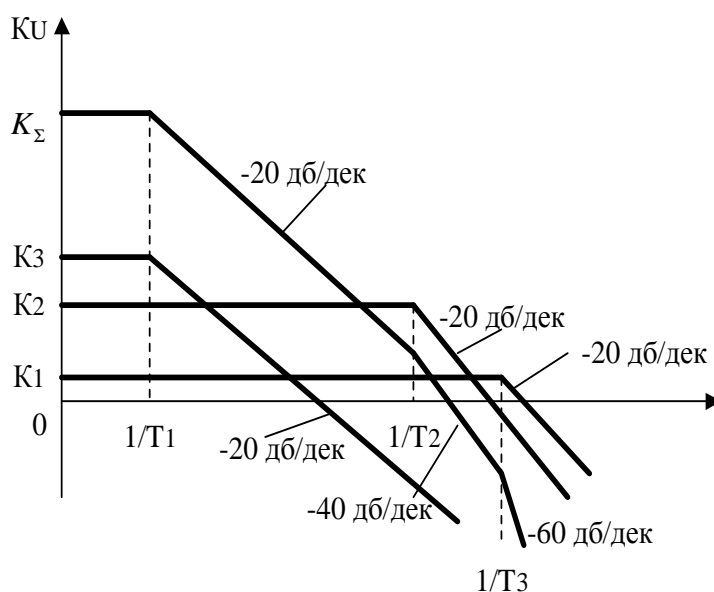


Рисунок 12.6 – ЛАЧХ трехкаскадного ОУ

Таким образом, типовая логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ОУ во всем диапазоне частот имеет постоянный наклон - 20 дБ/дек и его передаточная функция описывается выражением:

$$W_{OY} = K_{U0} / (T_{OY}p + 1), \quad (12.5)$$

где K_{U0} - собственный коэффициент усиления ОУ;
 T_{OY} - постоянная времени ОУ.

Формирование у всех ОУ одноступенчатой ЛАЧХ продиктовано удобством его практического применения. Поэтому сделанное выше допущение о пренебрежении паразитными емкостями конструкции ОУ вполне оправдано.

12.3 Неинвертирующий усилитель

Схема ОУ с цепями ООС, представляющая собой неинвертирующий усилитель, представлена на рисунке 12.6.

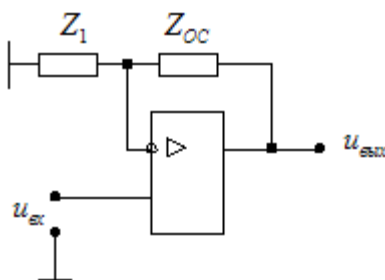


Рисунок 12.6- Неинвертирующий усилитель

Коэффициент передачи делителя в цепи ООС определяется из выражения

$$b_{oc} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{oc}}. \quad (12.6)$$

Тогда коэффициент передачи усилителя с ООС будет равен

$$K_{оос} = \frac{K_o}{1 + K_o * b_{oc}}; \quad (12.7)$$

$$K_{оос} = \frac{K_o}{1 + \frac{K_o * Z_1}{Z_1 + Z_o}} = \frac{K_o * (Z_1 + Z_{oc})}{Z_1 + Z_{oc} + K_o * Z_1} = \frac{K_o * (Z_1 + Z_{oc})}{(Z_1 + Z_{oc})/K_o + Z_1}. \quad (12.8)$$

С учетом того, что коэффициент усиления ОУ без обратной связи стремится к бесконечности, получим

$$K_{оос} = \frac{Z_1 + Z_{oc}}{Z_1} = 1 + \frac{Z_{oc}}{Z_1} \quad (12.9)$$

Из полученного выражения можно сделать следующие выводы:

- коэффициент передачи неинвертирующего усилителя обратно пропорционален коэффициенту передачи цепи ООС;
- при любых сопротивлениях резисторов в цепи ООС коэффициент передачи неинвертирующего усилителя не может быть меньше единицы.

- в неинвертирующем усилителе фазы входного и выходного напряжений совпадают.

12.4 Повторитель напряжения

Схема повторителя напряжения, построенная на основе ОУ, приведена на рисунке 2. Это усилитель, охваченный цепью последовательной ООС по выходному напряжению с коэффициентом передачи $b_{ООС} = 1$, т. е. 100 %-ной ООС. Повторитель напряжения получается из неинвертирующего усилителя при выполнении условий $Z_1 = \infty$; $Z_{ООС} = 0$.

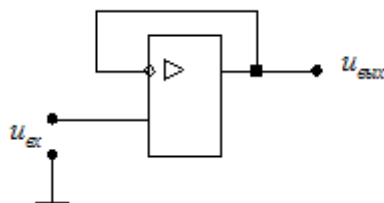


Рисунок 12.7 – Повторитель напряжения

Свойства такого усилителя подобны свойствам эмиттерного или истокового повторителя и для него выполняются условия

$$b_{ооc} = 0 \quad (12.10)$$

$$K_{ооc} = \frac{K_o}{1 + K_o} \cong 1 \quad (12.11)$$

$$u_{вых} \cong u_{вхн} \quad (12.12)$$

12.5 Инвертирующий усилитель

В схемах повторителя и неинвертирующего усилителя сигнал ООС и входной сигнал подавались на различные входы ОУ. Для получения инвертирующего усилителя входной сигнал и сигнал обратной, связи должны подаваться на один и тот же инвертирующий вход, т.е. цепь ООС превращается из последовательной в параллельную. При этом неинвертирующий вход, как правило, соединяют с общей шиной. Типовая схема инвертирующего усилителя на ОУ приведена на рисунке 12.8.

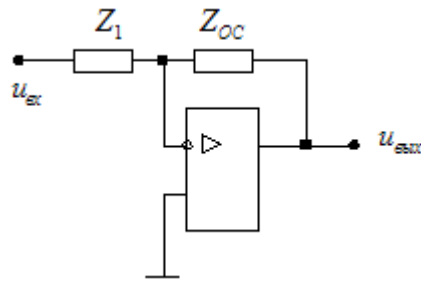


Рисунок 12.8 - Инвертирующий усилитель

В отличие от неинвертирующего усилителя входной сигнал попадает на вход ОУ не непосредственно, а через делитель напряжения, образованный этими же резисторами. Предполагая, что выходное сопротивление ОУ равно нулю, для коэффициента передачи усилителя можно записать

$$K_{ООС} = K_{дел} * K_{уст}; \quad (12.13)$$

$$K_{дел} = \frac{Z_{ос}}{Z_1 + Z_{ос}}; \quad (12.14)$$

$$K_{уст} = \frac{K_0}{1 + K_0 * \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{ос}}}. \quad (12.15)$$

Полагая (как и в предыдущем случае), что собственный коэффициент усиления усилителя стремится к бесконечности

$$K_{ООС} = \frac{Z_{ос}}{Z_{ос} + Z_1} * \frac{K_0}{1 + K_0 * \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{ос}}} = \frac{Z_{ос}}{Z_{ос} + Z_1} * \frac{K_0(Z_{ос} + Z_1)}{Z_{ос} + Z_1 + K_0 * Z_1} \cong \frac{Z_{ос}}{Z_1}. \quad (12.16)$$

В отличие от неинвертирующего усилителя выбором резисторов цепи ООС коэффициент передачи инвертирующего усилителя может быть уменьшен до сколь угодно малой величины.

Для инвертирующего усилителя фазы входного и выходного напряжений сдвинуты относительно друг друга на 180° . Поэтому, строго говоря, перед правой частью выражения для $K_{ООС}$ должен стоять знак минус.

13 Усилитель переменного тока на операционном усилителе

Использование интегральных ОУ позволяет значительно упростить схемотехнику усилителей переменного тока. При этом возможны два различных подхода к проектированию подобных устройств. Первый базируется на построении многокаскадных усилителей переменного тока с RC -цепями связи. Его суть заключается в замене транзистора интегральным ОУ (рисунок 13.1). Ввиду его большого собственного усиления такая замена позволяет значительно уменьшить необходимое число каскадов, т. е. упростить устройство.

В этом случае нижняя граница полосы пропускания определяется параметрами цепей связи. Жесткая стабилизация режима покоя требуется только в выходных каскадах усилителя, работающих с сигналами, близкими к предельно допустимым. Такая стабилизация обеспечивается введением в ОУ цепей ООС по постоянному току.

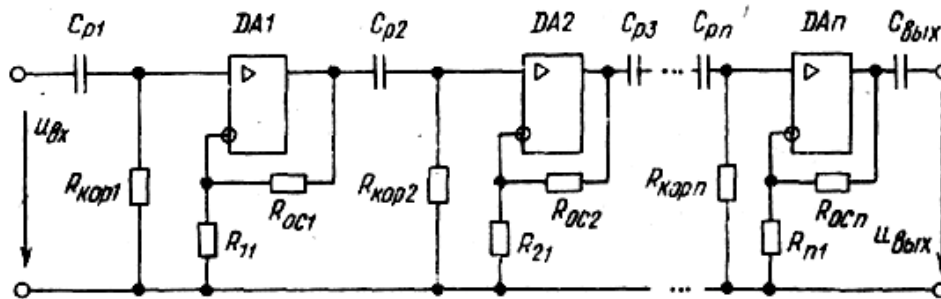


Рисунок 13.1 – Многокаскадный усилитель

Второй подход основан на использовании для усиления переменного напряжения усилителя постоянного тока (УПТ). В этом случае (как и в предыдущем) нижняя граница полосы пропускания может формироваться входными и выходными RC -цепями связи. В таком усилителе все каскады связаны по постоянному току. Поэтому обеспечение стабильности режима покоя выходных каскадов требует введения (рисунок 13.2). Если эту связь выполнить частотно-зависимой, то она может формировать требуемый вид частотной характеристики устройства в области как низких, так и высоких частот. Это позволяет отказаться от входных и выходных RC -цепей, что, как правило, положительно сказывается на свойствах усилителя.

Использование на входе ОУ разделительного конденсатора предполагает обязательную постановку корректирующего резистора $R_{кор}$. При его отсутствии входные токи ОУ заряжают разделительный конденсатор C_p . Это напряжение воспринимается УПТ как полезный сигнал, что изменяет режим покоя выходного каскада. Последнее уменьшает предельно допустимую амплитуду выходного напряжения и увеличивает его искажения. В предельном случае усилитель может оказаться полностью неработоспособным.

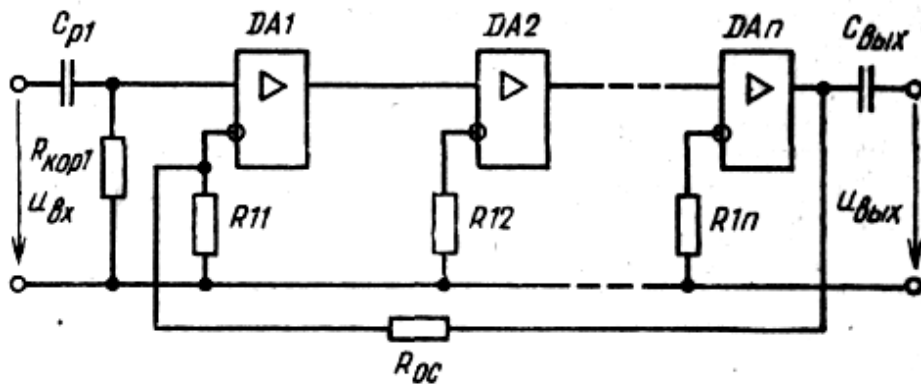


Рисунок 13.2 – Усилитель с цепью ООС по постоянному току

Однако введение $R_{кор}$ уменьшает входное сопротивление и, следовательно, коэффициент передачи входной цепи усилителя. Поэтому при заданной амплитуде выходного напряжения необходимо повышать коэффициент усиления устройства, т. е. усложнять его схему.

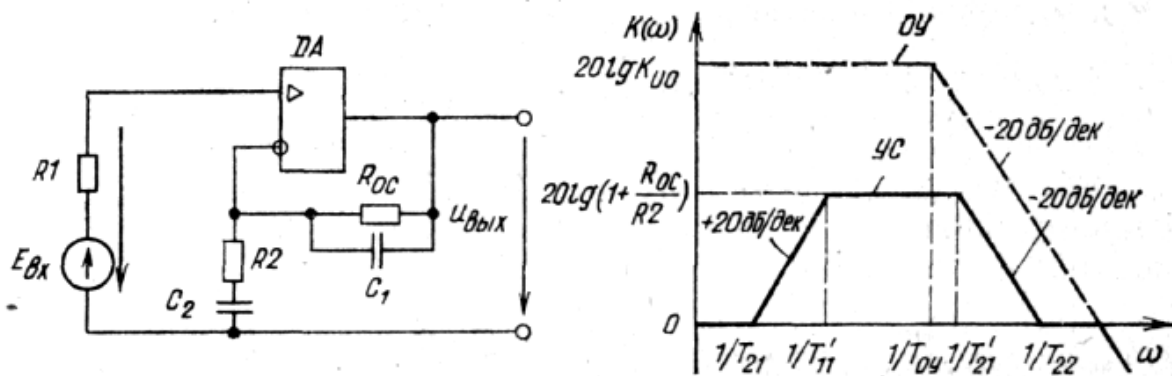


Рисунок 13.3 – Усилитель переменного тока

На рисунке 13.3 приведена типовая схема усилителя переменного тока, выполненного на основе УПТ с частотно-зависимыми цепями обратной ООС. В данной схеме входной сигнал подается непосредственно на неинвертирующий вход ОУ, а формирование требуемой ЛАЧХ выполняется сложной цепью коррекции на элементах R_{oc} , C_1 , R_2 , C_2 .

При частотах, близких к нулевым, конденсатор C_2 разрывает связь инвертирующего входа ОУ с общей шиной, что эквивалентно $\beta_{OC} = 1$, т. е. 100%-ной ООС. С увеличением частоты входного сигнала сопротивление конденсатора C_2 падает, что уменьшает коэффициент передачи цепи ООС. Суммарный коэффициент передачи усилителя при этом растет. Емкости конденсаторов C_1 и C_2 выбираются так, что в диапазоне полосы пропускания можно считать $Z_{C2} = 0$, $Z_{C1} \rightarrow \infty$. Тогда

$$K_{U\text{ООС}} = K_{U0} / [1 + K_{U0}R_2 / (R_2 + R_{OC})] \approx 1 + R_{OC} / R_2, \quad (13.1)$$

т. е. имеет максимально возможную величину. При дальнейшем увеличении частоты сигнала выше верхней частоты полосы пропускания $Z_{C1} \rightarrow 0$, что эквивалентно снижению коэффициента передачи усилителя.

ЛАЧХ усилителя, соответствующая приведенному описанию, показана на рисунке б.

В низкочастотной области ЛАЧХ усилителя определяется передаточной функцией вида

При выполнении инженерных расчетов используют соотношения:

$$W_{нч}(p) = \frac{K_{U0}}{K_{U0} + 1} \frac{T_{21}p + 1}{T'_{11}p + 1},$$

где

$$\begin{aligned} T_{21} &= (R_{OC} + R_2) C_2; \\ T'_{11} &= (T_{21} + K_{U0} T_{11}) / (K_{U0} + 1); \\ T_{11} &= R_2 C_2. \end{aligned}$$

При $\omega > \omega_B$

$$W_{вч}(p) = \frac{K_{U0}}{1 + K_d K_{U0}} \frac{T_{22}p + 1}{T'_{12}p + 1},$$

где

$$\begin{aligned} K_d &= R_2 / (R_2 + R_{OC}); \\ T_{22} &= R_{OC} C_1 R_2 / (R_{OC} + R_2); \\ T'_{12} &= \frac{T_{22} + K_d K_{U0} T_{12}}{K_{U0} K_d + 1}; \quad T_{12} = R_{OC} C_1. \end{aligned}$$

Полученные уравнения позволяют получить бесконечное число сочетаний параметров элементов цепи ООС усилителя, удовлетворяющих заданным требованиям. Для получения единственного решения можно воспользоваться условием компенсации дрейфовой составляющей выходного напряжения ОУ, обусловленной конечными значениями входного тока ОУ. Тогда

$$\begin{aligned} R_2 C_2 &= 1 / 2\pi f_H; \\ R_{OC} C_1 &= 1 / 2\pi f_B; \\ K_{U_{ООС}} &= 1 + R_{OC} / R_2. \end{aligned}$$

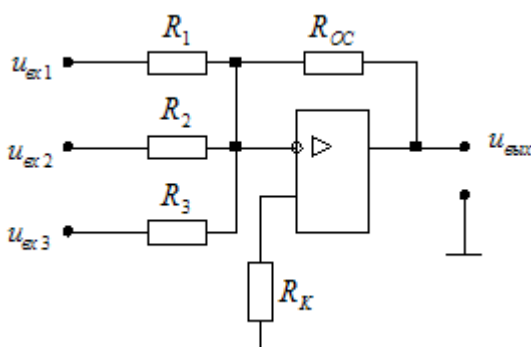
14 Устройства суммирования и вычитания

Как отмечалось ранее, операционные усилители наряду с усилением постоянных или переменных сигналов могут осуществлять операции линейного или нелинейного преобразования аналоговых сигналов. Одной из таких операций является операция алгебраического сложения нескольких входных сигналов. Устройства, реализующие операцию сложения сигналов, могут быть выполнены на основе как инвертирующего, так и неинвертирующего ОУ. Рассмотрим несколько схем устройств алгебраического сложения сигналов.

14.1 Инвертирующий сумматор

Схема инвертирующего сумматора для трех входных напряжений представлена на рисунке 14.1.

Рисунок 14.1 - Инвертирующий сумматор



Устройство предназначено для формирования напряжения $u_{\text{вых}}$, равно усиленной алгебраической сумме трех входных сигналов, т.е. выполняет математическую операцию суммирования нескольких сигналов. При этом выходной сигнал дополнительно инвертируется, отсюда и название - инвертирующий сумматор.

Считая ОУ идеальным ($R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$, $R_{\text{вых}} = 0$), для инвертирующего входа ОУ по первому закону Кирхгофа можно записать

$$\frac{u_{\text{вх1}}}{R_1} + \frac{u_{\text{вх2}}}{R_2} + \frac{u_{\text{вх3}}}{R_3} = -\frac{u_{\text{вх}}}{R_{\text{ОС}}};$$
$$u_{\text{вх}} = -\frac{R_{\text{ОС}}}{R_1} \cdot u_{\text{вх1}} - \frac{R_{\text{ОС}}}{R_2} \cdot u_{\text{вх2}} - \frac{R_{\text{ОС}}}{R_3} \cdot u_{\text{вх3}}.$$

Если все входные резисторы одинаковые, то можно записать

$$\frac{R_{OC}}{R_1} = \frac{R_{OC}}{R_2} = \frac{R_{OC}}{R_3} = \frac{R_{OC}}{R},$$

$$u_{вых} = -\frac{R_{OC}}{R} \cdot (u_{вх1} + u_{вх2} + u_{вх3}).$$

В общем случае при n входных сигналах выходное напряжение будет определяться выражением

$$u_{вых} = -\sum_{i=1}^n \frac{R_{OC}}{R_i} u_{вхi} \quad (14.1)$$

Если для случая n суммируемых сигналов выполняется условие

$$R_1 = R_2 = \dots = R_n = R \text{ и } R_{OC} = R / n, \quad (14.2)$$

то на выходе будет формироваться напряжение, равное среднему арифметическому от n входных сигналов

$$u_{вых} = -\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_{вхi}. \quad (14.3)$$

Корректирующий резистор R_K в схеме используется для уменьшения влияния на выходное напряжение колебаний входных токов, вызванных изменением температуры и другими дестабилизирующими факторами. Сопротивление этого резистора на коэффициент усиления не влияет и выбирается из условия, чтобы эквивалентные сопротивления, подключенные к разным входам ОУ, были одинаковыми. В частности, в приведенной схеме сопротивление R_K выбирается из условия (параллельное соединение резисторов в цепи инвертирующего входа ОУ)

$$\frac{1}{R_K} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_{OC}}. \quad (14.4)$$

14.2 Схема сложения-вычитания

Как известно, операционный усилитель обладает свойством усиливать дифференциальный и подавлять синфазные сигналы, одновременно поступающие на два его входа. Таким образом на выходе устройства на ОУ можно получить усиленную разность входных напряжений, одновременно поступающих на инвертирующий и неинвертирующий входы. Схема устройства сложения-вычитания, в которой на инвертирующий и неинвертирующий входы ОУ одновременно подается по два напряжения, показана на рисунке 14.2.

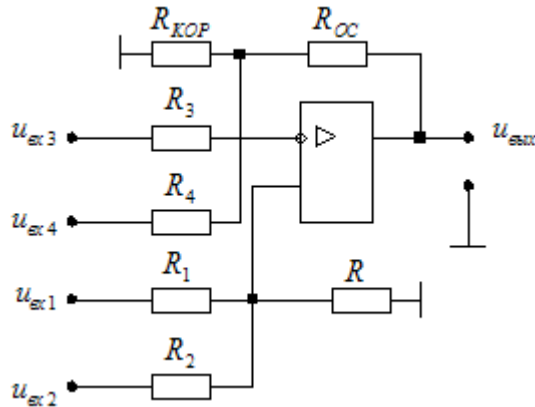


Рисунок 14.2 - Пример схемы сложения - вычитания

Для получения на выходе усилителя сигнала разности входных напряжений необходимо, чтобы выполнялось условие

$$\frac{R_{OC}}{R_{ex\ u}} = \frac{R}{R_{ex\ n}} \quad (14.5)$$

где $1 / R_{ex\ u}$ – проводимость в цепи инвертирующего входа,

$1 / R_{ex\ n}$ – проводимость в цепи неинвертирующего входа.

Тогда применительно к схеме (рисунок 2), складывая проводимости во входных цепях ОУ, получим

$$R_{OC} \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = R \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right). \quad (14.6)$$

Каждый член полученного выражения равен значению коэффициента передачи схемы по соответствующему входу. В этом случае для выходного напряжения усилителя по схеме, приведенной на рисунке 2, можно записать

$$u_{вых} = \frac{R}{R_1} u_{вх1} + \frac{R}{R_2} u_{вх2} - \frac{R_{OC}}{R_3} u_{вх3} - \frac{R_{OC}}{R_4} u_{вх4}. \quad (14.7)$$

В общем случае, если на неинвертирующий вход поступает n напряжений через n резисторов, соответственно, а на инвертирующий вход поступает m напряжений через m резисторов, то можно записать

$$u_{вых} = R \sum_{i=1}^n \frac{u_{вхi}}{R_i} - R_{OC} \sum_{j=1}^m \frac{u_{вхj}}{R_j}. \quad (14.8)$$

На практике после обеспечения требуемых коэффициентов передачи по каждому из входов необходимо проверить выполнение условия (1). В случае

невыполнения этого условия необходимо провести балансировку схемы, которая заключается во включении между общей шиной и входом ОУ, суммарный коэффициент передачи которого меньше, дополнительного корректирующего резистора. Номинал резистора определяется, исходя из обеспечения условия (1).

14.3 Неинвертирующий сумматор

Пример схемы неинвертирующего сумматора представлен на рисунке 14.3.

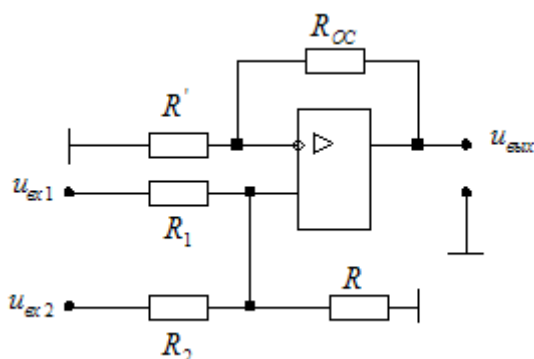


Рисунок 14.3 - Неинвертирующий сумматор

Схема неинвертирующего сумматора может быть получена как частный случай схемы сложения-вычитания, если входное напряжение подавать только на неинвертирующий вход.

Для схемы на рисунке 14.3, так же как и в предыдущем случае, должно выполняться условие (1), а это значит, что должно выполняться соотношение

$$\frac{R_{OC}}{R'} = R \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right). \quad (14.9)$$

Если при выборе резисторов схемы руководствоваться выполнением условия $R_{OC} = R$, то в этом случае сопротивление резистора R' равно сопротивлению параллельно включенных резисторов R_1 и R_2 , а напряжение на выходе схемы будет определяться выражением

$$u_{\text{вых}} = \frac{R}{R_1} \cdot u_{\text{вх1}} + \frac{R}{R_2} \cdot u_{\text{вх2}}. \quad (14.10)$$

или в общем случае при n входных сигналах

15 Устройства сравнения сигналов

В электронике часто возникает необходимость сравнить два сигнала. Сравнению могут подлежать как аналоговые, так и цифровые сигналы. Обычно устройства сравнения сигналов называют компараторами. Рассмотрим принцип построения и функционирования аналоговых компараторов.

Компаратором называют устройство, переключающее уровень выходного напряжения, когда непрерывно изменяющееся входное напряжение становится больше (или меньше) определенного уровня.

Как правило, в компараторе осуществляется сравнение входного сигнала с некоторым опорным напряжением и, в зависимости от результата сравнения, формируется выходное напряжение, соответствующее уровню логического "0" или логической "1".

В качестве аналоговых компараторов могут использоваться специализированные аналоговые микросхемы. Их основу составляют специализированные ОУ, работающие в нелинейном режиме. Основные параметры некоторых из них приведены в таблице 15.1.

Таблица 15.1 – Параметры специализированных ОУ, работающих в нелинейном режиме

Параметр	K521CA1, K554CA1	K521CA2, K554CA2	K521CA3, K554CA3	K521CA4
Коэффициент усиления, тыс.	0,75	0,75	150	3
Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений, лБ	70	70	80	70
Напряжение высокого уровня (лог. 1)	2,5 ... 5	2,5 ... 4		2,5 ... 4,5
Напряжение низкого уровня (лог. 0)	0,3	0,3		0 ... 0,5
Входной ток, мкА	75	75	0,1	2
Разность входных токов, мкА	10	10	0,01	0,75
Напряжение смещения, мВ	3,5	5	3	4
Время задержки выключения, нс	110	120	300	26
Напряжение питания, В:				
положительное	12	12	15	9
отрицательное	-6	-6	-15	-9
Ток потребления, мА:				
от положительного источника питания	11,5	9	6	4
от отрицательного источника питания	6,5	8	5	7,5
Количество каналов	2	1	1	1
Совместимость с ЦМС	ТТЛ	ТТЛ	ТТЛ, КМОП	ТТЛ

Компаратор может быть реализован и непосредственно на ОУ. Если включить ОУ без цепей ООС, то он будет иметь очень большой коэффициент усиления напряжения (десятки – сотни тысяч). По этой причине даже незначительное дифференциальное напряжение на входе ОУ будет приводить к появлению напряжения на выходе, близкого к напряжению положительного или отрицательного источников питания. Простейшая схема компаратора на ОУ приведена на рисунке 15.1а, а его передаточная характеристика – на рисунке 15.1б.

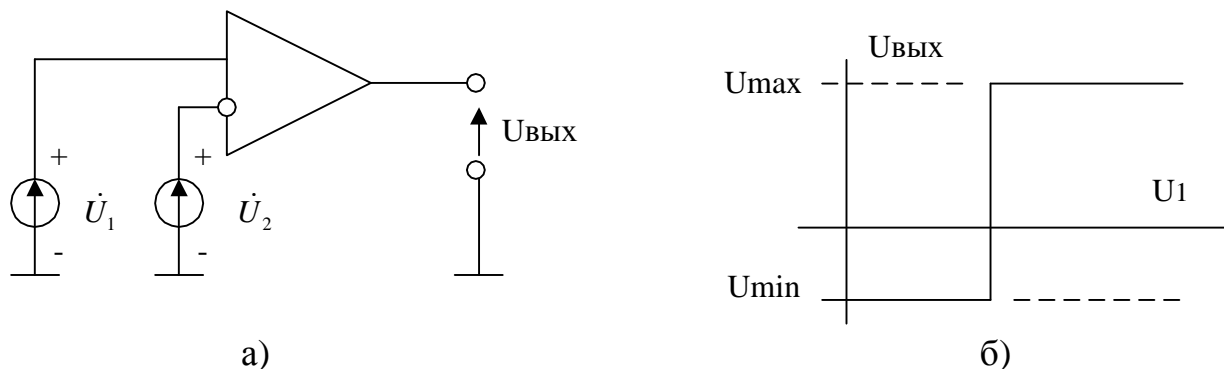


Рисунок 15.1 – Компаратор на ОУ

Его выходное напряжение будет определяться:

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} U_{\text{max}}, & \text{при } U_1 > U_2, \\ U_{\text{min}}, & \text{при } U_1 < U_2. \end{cases} \quad (15.1)$$

Благодаря высокому коэффициенту усиления ($K_{U0} = 10^4 \dots 10^6$) схема переключается при очень малой разности $\Delta U = U_1 - U_2$, поэтому она пригодна для сравнения двух напряжений с высокой точностью. При этом ОУ формирует $U_{\text{вых}} = K_{U0}(U_1 - U_2)$.

Для уменьшения времени переключения t_n создаются специализированные ОУ с $t_n = 5 \text{ нс} \dots 500 \text{ нс}$.

Одним из недостатков компаратора является ограниченный динамический диапазон входных сигналов, поэтому для сравнения больших напряжений дополнительно включают цепи защиты ОУ (рисунок 15.2).

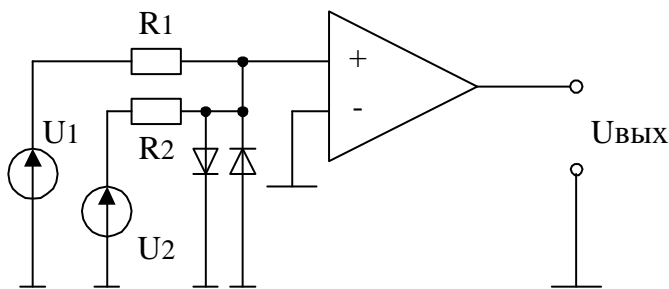


Рисунок 15.2 – Цепи защиты компаратора

В этом случае сравниваемые напряжения должны иметь противоположные знаки.

$$U_1/R_1 = - U_2/R_2. \quad (15.2)$$

Компаратор будет переключаться в положительное состояние, когда алгебраическая сумма входных напряжений станет больше нуля. Благодаря включению диодов $U_{ВХ}$ компаратора не превышает $\pm 0,6В$.

Часто возникает необходимость определить, находится ли $U_{ВХ}$ внутри некоторого «коридора» между двумя уровнями U_1 и U_2 . В этом случае применяют двухпороговый компаратор (рисунок 15.3).

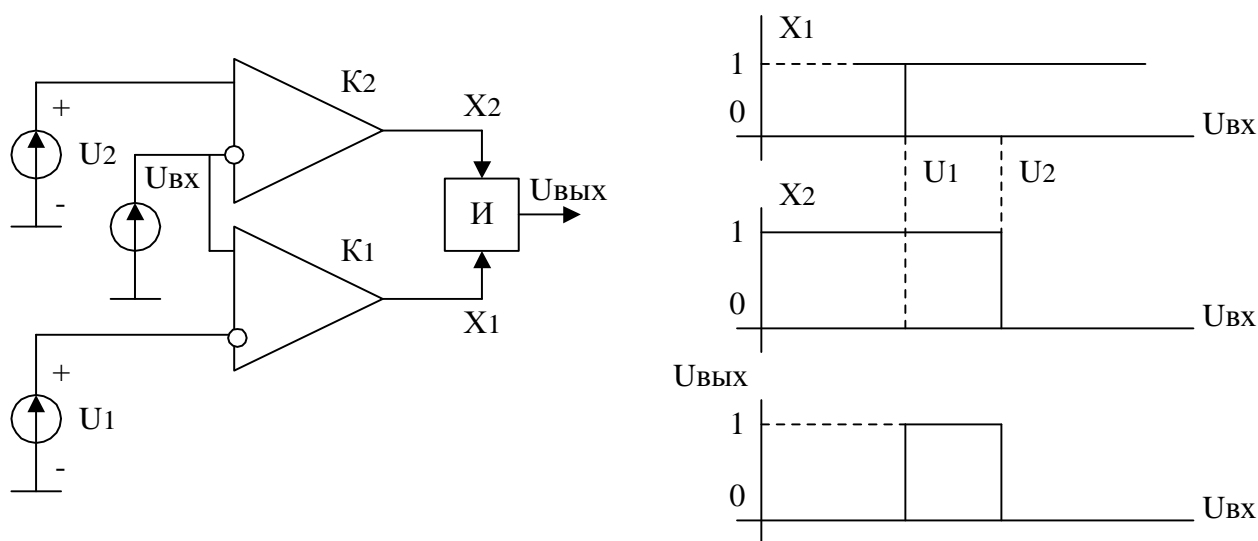


Рисунок 15.3 – Двухпороговый компаратор

На выходе такого компаратора, т.е. на выходе схемы И, сигнал будет иметь уровень логической «1», если выполняется условие $U_1 < U_{ВХ} < U_2$.

16 Интегрирующее устройство

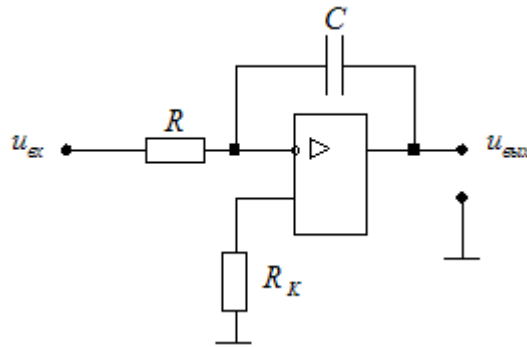
В рассмотренных на предыдущих занятиях схемах на ОУ четырехполюсник ООС был реализован на основе активных сопротивлений (резисторов). Если в одно из плеч четырехполюсника ООС включить реактивный элемент (конденсатор или катушку индуктивности), то можно получить интегрирующее или дифференцирующее устройство для преобразования аналоговых сигналов.

Рассмотрим устройство и принцип функционирования интегратора на основе ОУ.

Интегратором называется устройство, выходной сигнал которого пропорционален интегралу по времени от его входного сигнала. Интеграторы широко применяются для формирования линейно нарастающего или линейно убывающего напряжений.

Простейшую схему интегратора можно получить, если включить в цепь ООС конденсатор, как это показано на рисунке 16.1.

Рисунок 16.1 – Схема простейшего интегратора на ОУ



Если ОУ считать идеальным ($K_{У0} \rightarrow \infty$, $R_{вх} \rightarrow \infty$, $R_{вых} \rightarrow 0$), то по первому закону Кирхгофа для узла, к которому подключен инвертирующий вход ОУ, можно записать

$$i_R + i_C = 0; \quad (16.1)$$

$$i_R = \frac{u_{вх}}{R}; \quad i_C = C \frac{du_{вых}}{dt}, \quad (16.2)$$

тогда

$$\frac{u_{вх}(t)}{R} = -C \frac{du_{вых}(t)}{dt} \quad (16.3)$$

$$u_{вых}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{вх}(t) dt = -\frac{1}{\tau} \int_0^t u_{вх}(t) dt, \quad (16.4)$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени RC – цепи.

Если на вход схемы, приведенной на рисунке 1, подать скачок напряжения с постоянным значением $u_{вх} = E_0$, то выходное напряжение будет равно

$$u_{вых} = -E_0 \frac{t}{\tau}. \quad (16.5)$$

Как видно из полученного соотношения, выходное напряжение не зависит от коэффициента усиления ОУ и определяется только параметрами входного напряжения и RC -цепи.

Чтобы обеспечить высокую точность интегрирования, постоянная времени $\tau = RC$ должна быть выбрана достаточно большой. Например, если требуется обеспечить погрешность интегрирования прямоугольного импульса, не превышающую 1%, то постоянная времени RC -цепи должна быть больше длительности импульса в 50 раз.

При использовании реального ОУ, с учетом того, что его коэффициент усиления есть величина конечная, выходное напряжение интегратора может быть определено из соотношения

$$u_{вых}(t) = -u_{вх}(t) \frac{K_{У0}t}{\tau(1 + K_{У0})}. \quad (16.6)$$

Интегратор может быть использован в качестве простейшего фильтра низших частот с частотой среза ω_B , определяемой из соотношения

$$\omega_B = 1 / \tau_c, \text{ где } \tau_c = (K_{У0} + 1)RC. \quad (16.7)$$

а частота, на которой ЛАЧХ интегратора пересекает ось частот, равна

$$\omega_0 = 1 / \tau. \quad (16.8)$$

На рисунке 16.2 приведена ЛАЧХ интегратора.

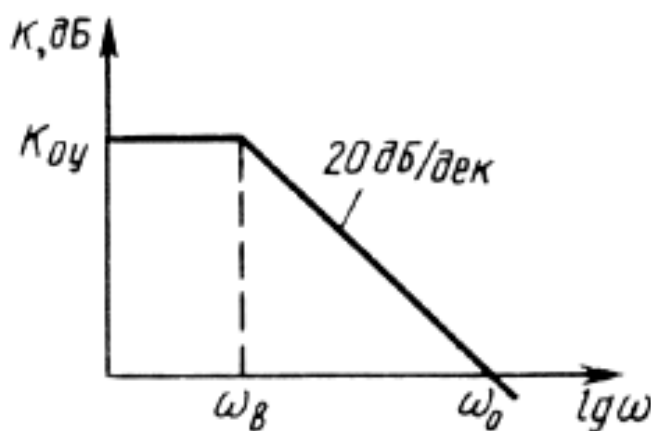


Рисунок 16.2 – ЛАЧХ интегратора

17 Дифференцирующее устройство

Дифференциатор – это устройство, выходное напряжение которого пропорционально скорости изменения входного напряжения. Дифференциаторы широко применяются для получения коротких импульсов, выделения фронтов импульсов и т.д. Схема простейшего дифференциатора приведена на рисунке 17.1.

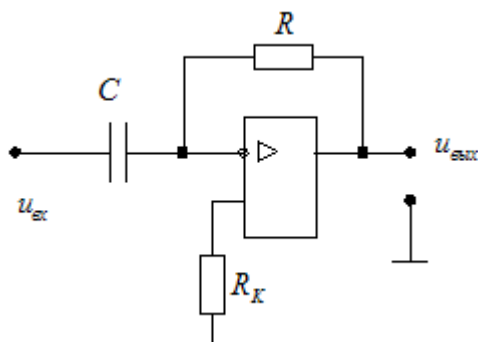


Рисунок 17.1 – Схема дифференциатора

Воспользуемся тем же подходом, что и в предыдущем случае и выведем соотношение для выходного напряжения дифференциатора. По первому закону Кирхгофа для суммы токов инвертирующего входа ОУ

$$i_R + i_C = 0; \quad i_R = -i_C; \quad (17.1)$$

$$i_R = \frac{u_{\text{вых}}}{R}; \quad i_C = C \frac{du_{\text{вх}}}{dt}, \quad (17.2)$$

тогда

$$\frac{u_{\text{вых}}(t)}{R} = -C \frac{du_{\text{вх}}(t)}{dt}; \quad (17.3)$$

$$u_{\text{вых}}(t) = -RC \frac{du_{\text{вх}}(t)}{dt}. \quad (17.4)$$

На практике из-за ограниченной полосы пропускания и конечного коэффициента усиления ОУ достаточно точно реализовать полученную зависимость не представляется возможным. Кроме того, соответствующий анализ показывает, что простейшая схема дифференцирующего устройства на ОУ может самовозбудиться из-за спада коэффициента усиления реального ОУ на высоких частотах и дополнительных фазовых сдвигов, вносимых цепью ОС. Представляет опасность и значительное усиление, свойственное цепи с ОУ при данной схеме включения на достаточно высоких частотах. Это обусловлено тем, что высокочастотные составляющие спектра собственного

шума ОУ после значительного усиления накладываются на полезный про- дифференцированный сигнал и искажают его.

Поэтому на практике применяют модифицированную диф- ференцирующую схему (рисунок 17.2), которая дифференцирует сигналы до частоты $\omega_1 = 1/(R_1C_1)$, выполняет функции усилителя в диапазоне частот от $\omega_1 = 1/(R_1C_1)$ до $\omega_2 = 1/(R_2C_2)$ и является интегратором на частотах выше $\omega_2 = 1/(R_2C_2)$ (рисунок 17.3).

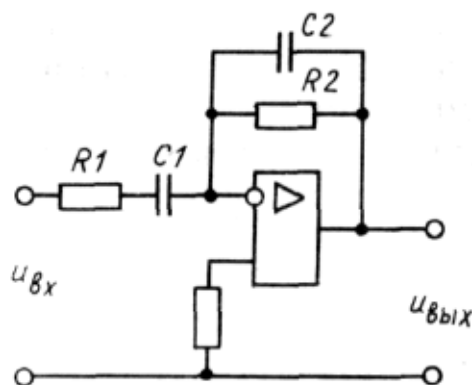


Рисунок 17.2 – Модифицированная дифференцирующая схема

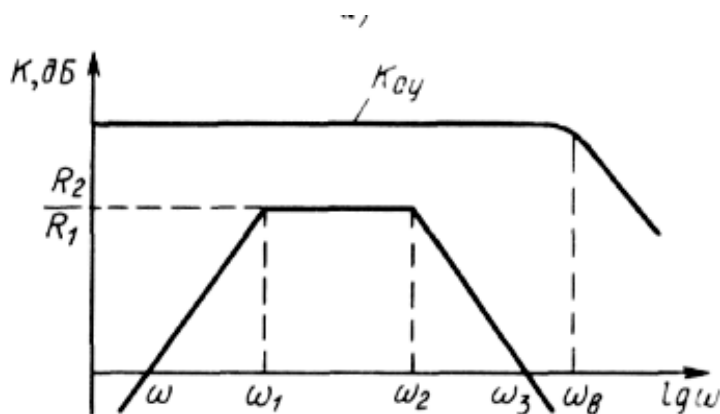


Рисунок 17.3 – Интегратор на частотах выше $\omega_2 = 1/(R_2C_2)$

Для нормальной работы дифференцирующей цепи параметры элемен- тов необходимо выбирать так, чтобы спад усиления ОУ начинался после частоты $\omega_3 = 1/(R_1C_2) < \omega_B$. Это позволяет устранить влияние собственной полосы пропускания ОУ на участке частот, где осуществляется интегри- рование.

Как видно из ЛАЧХ дифференциатора, приведенного на рисунке 17.3, схема может быть использована в качестве полосового фильтра с частотами среза ω_1 и ω_2 .

18 Нелинейные преобразователи аналоговых сигналов

К нелинейным преобразователям электрических сигналов обычно относят усилители с нелинейной амплитудной характеристикой (логарифмирующие, антилогарифмирующие, с квадратичной амплитудной характеристикой, ограничители); аналоговые умножители и делители сигналов; аналоговые устройства, выполняющие математические операции (возведение в степень, извлечение корней, вычисление тригонометрических функций, длин векторов и пр.); детекторы.

Усилители с нелинейной амплитудной характеристикой получают или за счет использования естественной нелинейности вольт-амперных характеристик отдельных компонентов, например p - n -переходов, включенных в прямом направлении, или за счет аппроксимации интересующей характеристики ломаными линиями. Последняя обычно выполняется с помощью группы диодов, каждый из которых заперт своим напряжением и отпирается только после его превышения входным сигналом. Такую аппроксимацию называют кусочно-линейной, хотя в действительности она кусочно-нелинейная.

Нелинейные компоненты устанавливают в цепях преобразования сигнала или в цепи обратной связи.

18.1 Усилитель с возрастающим коэффициентом передачи

В ряде случаев необходимо, чтобы зависимость входного и выходного напряжений ОУ была нелинейной. При монотонных зависимостях решить эту проблему можно на основе метода кусочно-линейной аппроксимации. Суть метода заключается в том, что коэффициент передачи цепи ООС ОУ должен иметь несколько дискретных значений, каждое из которых соответствует определенному диапазону изменения входного сигнала. Для этого цепи ООС ОУ выполняются в виде сложных делителей, содержащих комбинации линейных и нелинейных элементов. Коэффициент передачи этих делителей аппроксимирует требуемую нелинейную зависимость, причем чем больше число дискретных значений может принимать коэффициент передачи ООС ОУ, тем ближе получаемая зависимость выходного напряжения от входного к заданной.

В качестве примера рассмотрим усилитель, в котором при изменении входного напряжения обеспечивается увеличение коэффициента усиления.

На рисунке 18.1, а приведена схема инвертирующего усилителя, в котором вместо входного резистора использована нелинейная цепь, составленная из резисторов и стабилитронов. Для рассмотрения работы такого усилителя предположим, что $U_{VD1} > U_{VD2}$ и стабилитроны идеальны: ток в непробитом состоянии стабилитрона равен нулю, дифференциальное сопротивление стабилитрона в рабочей области характеристики также равно нулю.

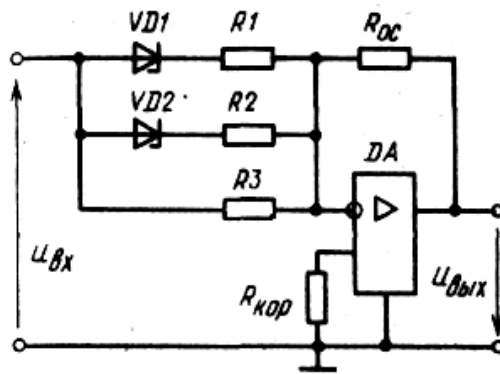


Рисунок 18.1 – Схема инвертирующего усилителя

Пусть полярность входного напряжения отрицательна. Тогда, если входное напряжение усилителя лежит в диапазоне $0 > u_{вх} > U_{VD2}$, оба стабилитрона заперты. Коэффициент передачи усилителя равен $K_{U\text{ оос}} = R_{OC} / R_3$.

Когда входное напряжение уменьшится (то есть, станет более отрицательным) до напряжения пробоя стабилитрона $VD2$, коэффициент передачи усилителя увеличится и станет равным $K_{U\text{ оос}} = R_{OC} (1/R_2 + 1/R_3)$. Этот коэффициент передачи усилителя будет оставаться постоянным до тех пор, пока входное напряжение лежит в диапазоне $U_{VD1} > u_{вх} > U_{VD2}$. При дальнейшем уменьшении входного напряжения наступит пробой стабилитрона $VD1$. В результате коэффициент передачи цепи ООС еще больше уменьшится и, соответственно, еще больше вырастет коэффициент передачи усилителя $K_{U\text{ оос}} = R_{OC} (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3)$.

Передаточная характеристика рассматриваемого устройства приведена на рисунке 18.2.

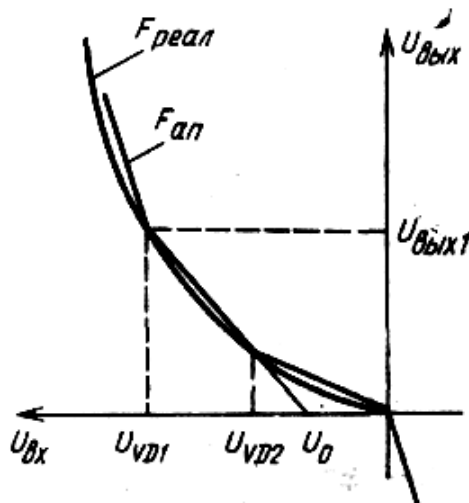


Рисунок 18.2 – Передаточная характеристика

Если входное напряжение имеет положительную полярность, то, пренебрегая напряжениями на прямосмещенных стабилитронах, можно сказать, что коэффициент передачи устройства для всего диапазона изменения входного напряжения будет постоянен и равен максимально возможной величине.

Таким образом, при отрицательных полярностях входного напряжения коэффициент передачи является функцией входного напряжения и при его уменьшении увеличивается. Число используемых при этом стабилитронов и напряжения их пробоя зависят от требуемой точности приближения к заданной функции. Основным требованием к аппроксимируемым зависимостям должно быть требование монотонного увеличения коэффициента передачи при увеличении модуля входного напряжения.

18.2 Детекторы электрических сигналов

Детекторами называются устройства, с помощью которых из электрических сигналов выделяется информационная составляющая.

В зависимости от преобразуемого параметра, который несет информацию, детекторы подразделяют на:

- амплитудные;
- фазовые;
- частотные.

Отдельную группу составляют синхронные детекторы, часто выполняющие функции избирательных устройств. Среди амплитудных, которые часто называют выпрямителями, амплитудными дискриминаторами или преобразователями тех или иных значений, принято различать детекторы средневыпрямленного, пикового и действующего (эффективного) значений.

Название детектора характеризует параметр преобразуемого сигнала, которому пропорционально выходное напряжение (ток).

Детекторы средневыпрямленного значения выполняются по схемам обычных выпрямительных устройств с учетом того, что выходной сигнал должен быть точно пропорционален соответствующему параметру входного.

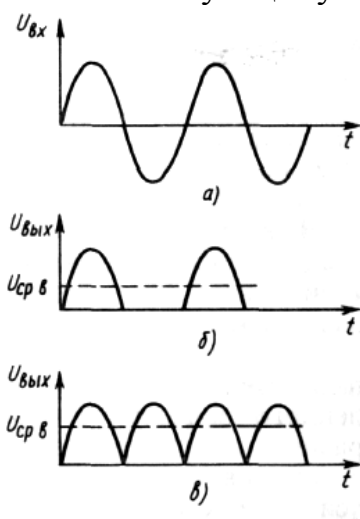


Рисунок 18.3 – Временные диаграммы детекторов

Применяют как однополупериодные, так и двухполупериодные детекторы.

Пример двухполупериодного выпрямителя на ОУ приведен на рисунке 18.4. В таком детекторе средневыпрямленного значения напряжения ОУ DA1 и

DA2 выпрямляют разные полувольты входного сигнала, которые суммируются с противоположными знаками в ОУ DA3. Коэффициент усиления каждой полувольты

$$K = R_2 / R_1 \quad (18.1)$$

причем предъявляются жесткие требования к равенству сопротивлений резисторов R_1, R_2, R_3 . Преимущества данной схемы – в идентичности узлов, выпрямляющих разные полувольты.

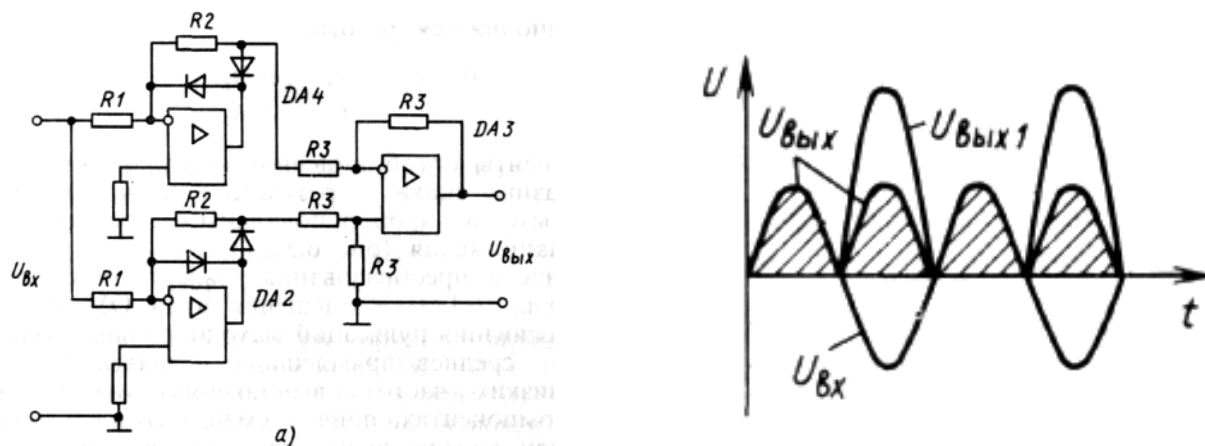


Рисунок 18.4 – Двухполупериодный выпрямитель

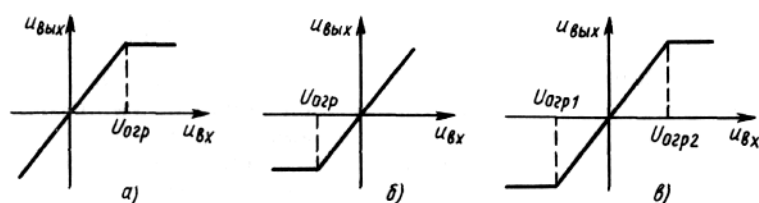
19 Работа аналоговых трактов при сигналах повышенной интенсивности

В приемных трактах каналов связи, радиолокационных станций и других аналоговых устройств и систем часто возникает необходимость ограничить уровень входного сигнала. С этой целью применяются амплитудные ограничители.

Амплитудными ограничителями или просто ограничителями называются функциональные преобразователи, у которых выходное напряжение по форме совпадает с входным до определенного значения, называемого уровнем ограничения, а по достижении его остается неизменным. Различают ограничение по максимуму («сверху»), по минимуму («снизу») и двустороннее (рисунок 19.1).

Основными требованиями, предъявляемыми к ограничителям, являются:

- стабильность положения точки излома передаточной характеристики;
- стабильность уровней ограничения;
- малые частотные искажения.



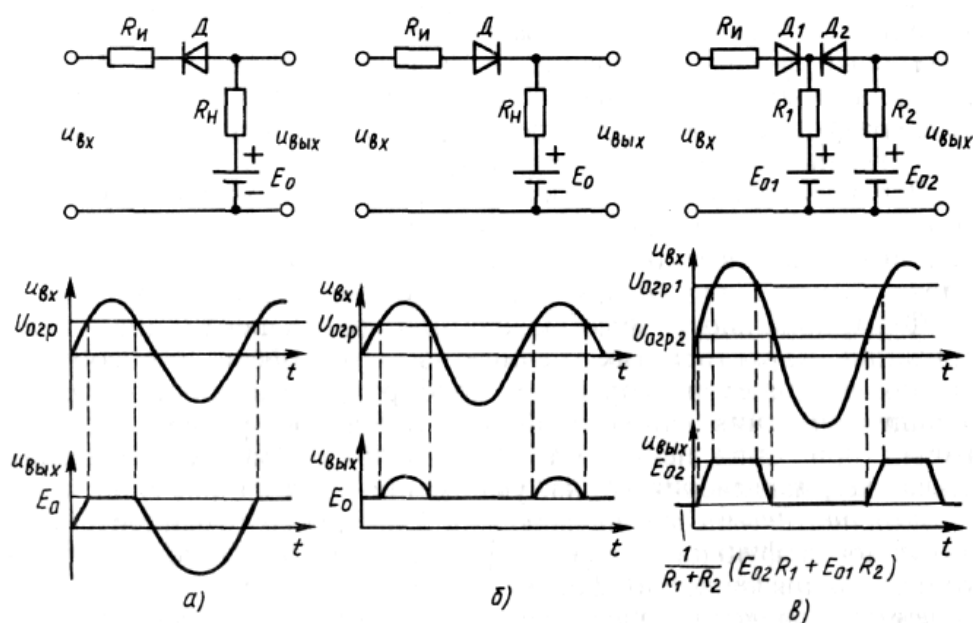
- а – ограничение по максимуму («сверху»);
- б – ограничение по минимуму («снизу»);
- в – двустороннее ограничение.

Рисунок 19.1 – Уровни ограничения

Различают ограничители на пассивных компонентах и усилители-ограничители.

Ограничители на пассивных компонентах выполняют с использованием диодов и стабилитронов. В зависимости от способа включения их подразделяют на схемы с последовательным и параллельным включением нелинейного элемента.

Ограничители с последовательным включением диода могут производить как ограничения снизу, сверху, так и двустороннее. Схемы ограничителей и временные диаграммы показаны на рисунке 19.2.



- а – ограничения снизу;
- б – ограничения сверху;
- в – ограничения двустороннее.

Рисунок 19.2 – Схемы ограничителей и временные диаграммы

Рассмотренные простейшие ограничители на диодах имеют ряд существенных недостатков, которые ограничивают область их применения в точных устройствах измерительной техники и автоматики. К ним относятся:

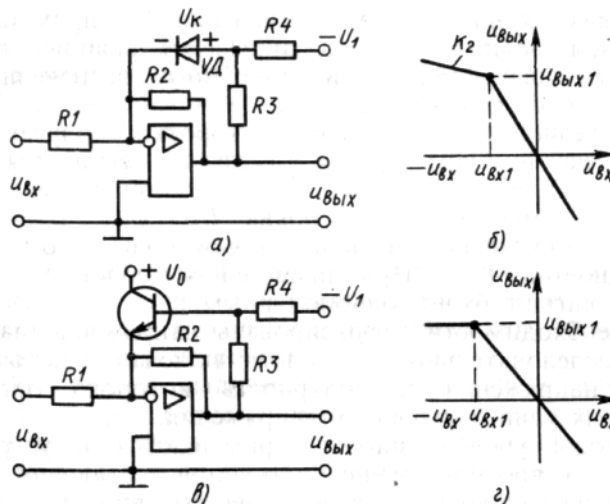
- 1) температурная нестабильность уровня ограничения из-за изменения контактной разности потенциалов у *p-n*-перехода диода;
- 2) трудности ограничения уровней малых или соизмеримых с контактной разностью потенциалов диода сигналов;
- 3) разные уровни ограничения у ограничителей на диодах одного и того же типа;
- 4) колебания уровня ограничения в зависимости от входного сигнала из-за конечного значения прямого сопротивления диода, которое к тому же определяется током, протекающим через него.

Применение усилителей, в частности ОУ, позволяет существенно улучшить основные характеристики ограничительных устройств.

Используется значительное количество различных схем включения ОУ. Однако все они основаны на едином принципе — введении нелинейных элементов (диодов, транзисторов или стабилитронов) в цепь обратной связи. Рассмотрим несколько вариантов схем построения ограничителей на ОУ.

На рисунке 19.3, *а* показан ограничитель с резистивным делителем в цепи обратной связи, в котором нелинейный элемент (диод) включен в цепь параллельной обратной связи. Этот диод открывается в тот момент времени, когда напряжение на нем превысит контактную разность потенциалов U_K . Пока диод закрыт, коэффициент передачи ограничителя определяют из уравнения

$$K_1 = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} = - R_2 / R_1. \quad (19.1)$$



- а* – ограничитель с резистивным делителем в цепи обратной связи и его амплитудная характеристика (*б*);
в – включение биполярного транзистора и его амплитудная характеристика (*г*).

Рисунок 19.3 – Схемы ограничителей сверху

После отпиарания диода коэффициент передачи становится равным

$$K_2 = - R_2 R_3 / (R_2 + R_3) R_1. \quad (19.2)$$

причем $K_2 < K_1$

Изменяя значение постоянного напряжения U_1 задают уровень ограничения.

Характеристика данного ограничителя показана на рисунке 19.3, б. Из нее видно, что выходное напряжение продолжает изменяться при увеличении входного, только скорость этого изменения существенно уменьшается.

Для улучшения характеристики ограничителя следует обеспечить выполнение условия $R_3 \ll R_2$. В этом случае коэффициент передачи, характеризуемый углом наклона характеристики ограничителя, по достижении выходным напряжением значения $U_{\text{вых}}$ стремится к нулю и характеристика на этом участке идет горизонтально.

Таким образом, условие удовлетворительной работы ограничителя можно записать в виде

$$R_2 \gg R_{\text{отк}} + R_3, \quad (19.2)$$

где $R_{\text{отк}}$ — сопротивление диода в открытом состоянии.

Включая вместо диода биполярный транзистор, существенно улучшают характеристику ограничителя и обеспечивают неизменный уровень выходного напряжения при больших изменениях входного сигнала (рисунок 19.3, в, г). Преимущество такой замены заключается в том, что при этом происходит уменьшение (приблизительно в $h_{21э}$ раз) тока, протекающего через резистор R_3 , и соответственно уменьшение изменения выходного напряжения, которое обеспечивает этот ток.

20 Устройства логарифмирования, антилогарифмирования и умножения

20.1 Устройства логарифмирования, антилогарифмирования

Логарифмическим называется усилитель, выходное напряжение которого пропорционально логарифму от его входного напряжения.

Антилогарифмический (экспоненциальный) усилитель выполняет обратное преобразование напряжения.

Логарифмический и антилогарифмический усилители находят широкое применение, например, при реализации математических операций умножения и деления.

Для получения логарифмической характеристики в цепь ООС ОУ включают p - n -переход. Это могут быть диод или биполярный транзистор, включенный по схеме с общей базой. Примеры реализации логарифмических усилителей приведены на рисунке 20.1 а, б.

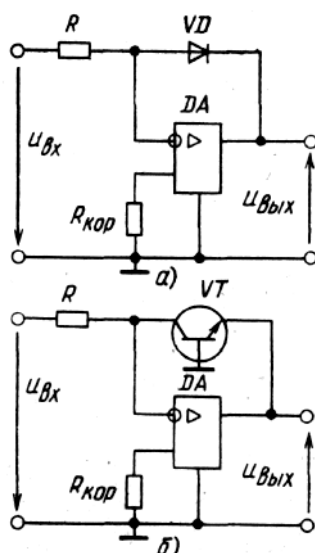


Рисунок 20.1 – Логарифмические усилители

Выражение, связывающее входное и выходное напряжения для схемы с диодом, приведенной на рисунке 1, *а*, имеет вид

$$u_{\text{вых}} = \varphi_T [\ln(u_{\text{вх}} / R) - \ln I_0], \quad (20.1)$$

где φ_T – температурный потенциал (при комнатной температуре $\varphi_T = 26$ мВ), I_0 – обратный ток диода.

Для схемы, приведенной на рисунке 1, *б*, можно записать

$$u_{\text{вых}} = \varphi_T [\ln(u_{\text{вх}} / R) - \ln I_{\text{Э0}}], \quad (20.2)$$

где $I_{\text{Э0}}$ – обратный ток эмиттерного перехода.

Как видно из приведенных соотношений, при достаточно малых значениях обратных токов полупроводниковых приборов в обоих устройствах выходное напряжение пропорционально логарифму входного напряжения.

При использовании схем, приведенных на рисунке 20.1, следует помнить, что при больших токах диода или транзистора приведенные выражения дают значительную погрешность, что является следствием действия собственных активных сопротивлений приборов. Поэтому максимальное выходное напряжение для приведенных схем не должно превышать примерно 0,6 В. При необходимости иметь большие напряжения выходной сигнал схемы должен быть усилен.

Логарифмические усилители формируют на выходе напряжение только одной полярности. Так, для схем на рисунке 20.1 при положительном входном напряжении на выходе схемы формируется отрицательное напряжение. Для получения положительного выходного напряжения диод в схеме на рисунке 20.1, *а* необходимо включить в обратном направлении. При этом, естественно, изменится и полярность входного напряжения. Анало-

гичный эффект в схеме на рисунке 20.1, б можно получить, если применить транзистор другого типа проводимости (*p-n-p*).

Для получения антилогарифмического (экспоненциального) усилителя в рассмотренных выше схемах полупроводниковый прибор и резистор необходимо поменять местами (рисунок 20.2, а, б).

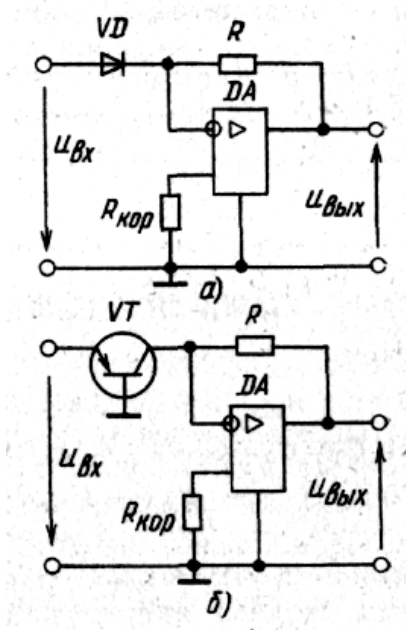


Рисунок 20.2 – Схемы антилогарифмического (экспоненциального) усилителя

Выражения, связывающие входное и выходное напряжения для приведенных схем, имеют вид, соответственно

$$u_{вых} = -RI_0 \exp(u_{вх} / \varphi_T), \quad (20.3)$$

$$u_{вых} = -RI_{Э0} \exp(u_{вх} / \varphi_T). \quad (20.4)$$

В схемах антилогарифмических усилителей также возможно получение выходного напряжения только одной полярности. Так, в устройствах на рисунке 20.2 при положительном входном напряжении на выходе формируется сигнал отрицательной полярности. Для изменения полярностей входных и выходных сигналов в схеме на рисунке 20.2, а диод должен быть включен в обратной полярности, а в схеме на рисунке 20.2, б — использован транзистор обратного типа проводимости.

Следует отметить, что, так как параметры полупроводниковых приборов сильно зависят от температуры окружающей среды, рассмотренным схемам без применения дополнительных средств термокомпенсации будет свойственна большая погрешность. Поэтому реальные схемы логарифмических и антилогарифмических усилителей сложнее рассмотренных.

20.2 Устройства умножения сигналов

Перемножителями называются устройства, с помощью которых осуществляется математическая операция умножения двух сигналов.

Выходное напряжение (ток) перемножителя пропорционально произведению двух входных напряжений (токов).

Если перемножители позволяют умножать сигналы любых полярностей, то их называют четырехквadrантными, а если один из сигналов может быть только одной полярности, то двухквadrантными. Перемножители, умножающие однополярные сигналы, называются одноквadrантными.

Различают перемножители прямого и косвенного умножений. При прямом умножении выходной сигнал непосредственно пропорционален произведению входных величин. Косвенное умножение характеризуется тем, что выходное значение, определяемое произведением входных сигналов, имеет вид сумм величин или функций этих сумм. К косвенным относят перемножители, выполненные на основе компонентов с логарифмическими или квадратичными (параболическими) амплитудными характеристиками, устройства с амплитудно-широтной импульсной модуляцией и др.

Прямое умножение осуществляется с помощью компонентов и электронных узлов, имеющих двойное управление, например выполненных на основе каскадных усилительных каскадов.

Если перемножаемые сигналы имеют существенно различные частоты (один представляет собой высокочастотную несущую с частотой ω , а другой — низкочастотное колебание, имеющее частоту Ω), то в результате умножения появится амплитудно-модулированный сигнал

$$U_{\text{вых}} = U_C (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_C t, \quad (20.3)$$

где m – коэффициент (глубина) модуляции.

Устройство, выполняющее эту операцию, называют амплитудным модулятором или просто модулятором. Форма и спектр амплитудно-модулированного сигнала показаны на рисунке 20.3, а, б.

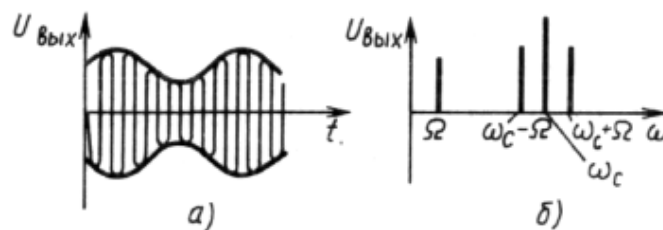


Рисунок 20.3 – Форма и спектр амплитудно-модулированного сигнала

Существует несколько различных способов реализации операции перемножения двух сигналов. Один из них основан на применении логарифмических и антилогарифмических усилителей.

Из математики известно, что логарифм произведения двух чисел равен сумме логарифмов этих чисел. Следовательно, если сложить логарифмы двух напряжений, а затем найти антилогарифм от полученной суммы, то результатом будет произведение исходных напряжений. Рассмотренные операции можно выполнить с использованием схем, изученных ранее.

На рисунке 20.4 приведена схема перемножителя двух напряжений, выполненного на основе логарифмических усилителей, инвертирующего сумматора и антилогарифмического усилителя.

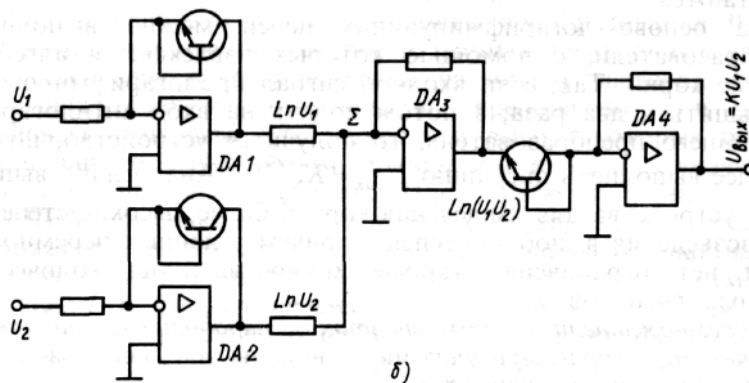


Рисунок 20.4 – Схема перемножителя двух напряжений

Погрешности подобных нелинейных цепей преобразования электрических сигналов зависят от характеристик *p-n*-переходов и при соответствующем подборе транзисторов не превышают 0,2 — 1%. Температурный дрейф погрешности перемножения может быть получен менее 0,01%/град. При перемножении медленно меняющихся сигналов параллельно с нелинейным элементом в цепи ОС обычно включают конденсаторы, снижающие коэффициент усиления по переменному току и тем самым повышающие помехоустойчивость системы (рисунок 20.5).

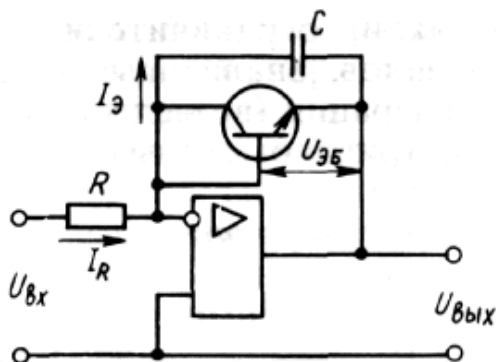


Рисунок 20.5 – Схема перемножения медленно меняющихся сигналов

Рассмотренный перемножитель относится к числу одноквадратных, так как позволяет перемножать напряжения только одной полярности.

Недостатком логарифмических перемножителей является то, что полоса пропускания пропорциональна величине сигналов. Так, например, при $U_{вх} = 10$ В она около 100 кГц, а при $U_{вх} = 0,1$ В — около 1 кГц. Это связано с уменьшением глубины ОС при малых уровнях входного сигнала.

Если после одного из преобразователей, выполняющих операцию логарифмирования, включить усилитель с единичным коэффициентом усиления, который инвертирует входной сигнал, то система будет осуществлять деление одной величины на другую, так как логарифмы соответствующих напряжений вычитаются.

На основе логарифмирующих цепей можно выполнять преобразователи, с помощью которых извлекаются алгебраические корни. Так, если входной сигнал прологарифмировать, уменьшить в два раза, а потом подать на вход антилогарифмирующего преобразователя, то получится устройство, позволяющее выполнять операцию $U_{\text{вых}} = K \sqrt{U_{\text{вх}}}$. Аналогично выполняют устройства для извлечения корней более высоких степеней или возведения в любую степень.

21 Общие сведения об активных фильтрах

Активными фильтрами называют электронные усилители, содержащие RC -цепи, с помощью которых усилителю придаются определенные избирательные свойства.

Применение усилительных элементов выгодно отличает активные фильтры от фильтров на пассивных элементах. К преимуществам активных фильтров в первую очередь следует отнести:

- способность усиливать сигнал, лежащий в полосе их пропускания;
- возможность отказаться от применения таких нетехнологичных элементов, как индуктивности, использование которых несовместимо с методами интегральной технологии;
- легкость настройки;
- малые масса и объем, которые слабо зависят от полосы пропускания, что особенно важно при разработке устройств, работающих в низкочастотной области;
- простота каскадного включения при построении фильтров высоких порядков.

Вместе с тем активным фильтрам свойственны следующие недостатки, ограничивающие область их применения:

- невозможность использования в силовых цепях, например в качестве фильтров выпрямителей;
- необходимость источника, предназначенного для питания усилителя;
- ограниченный частотный диапазон, определяемый собственными частотными свойствами используемых усилителей.

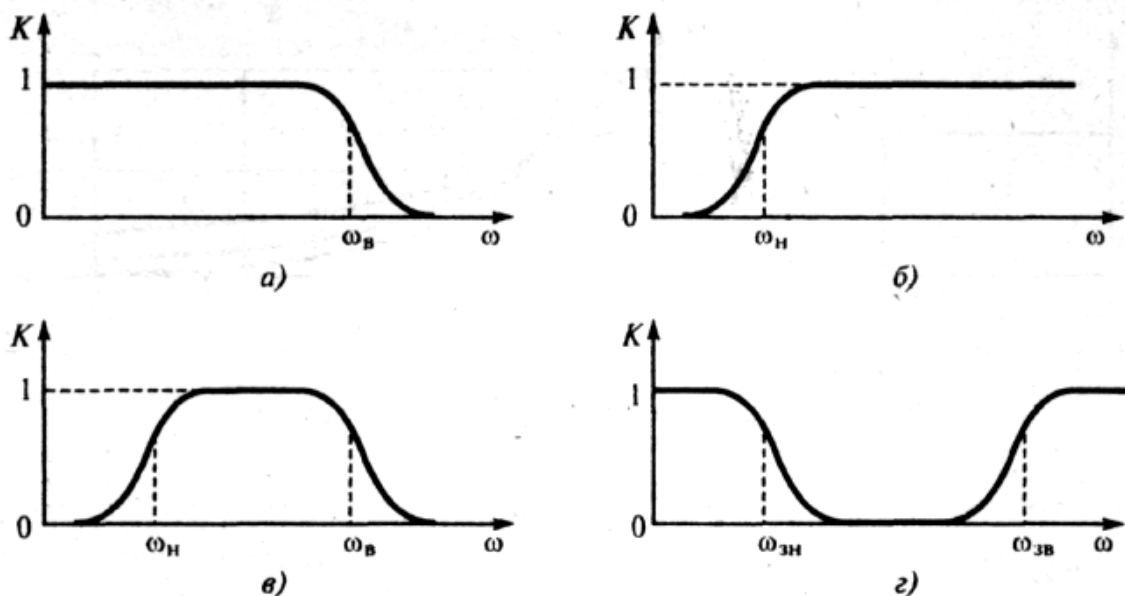
Несмотря на перечисленные недостатки, активные фильтры находят широкое практическое применение. Особый интерес представляют активные фильтры, выполненные на основе операционных усилителей. Они позволяют получать стабильные и в то же время недорогие частотно-избирательные цепи в диапазоне частот от 0 до 100 кГц. Применение активных фильтров на ОУ в области низких частот позволяет избавиться от громоздких конденсаторов и индуктивностей, которым, кроме всего прочего, присущи большие потери.

Основным параметром фильтра является его полоса пропускания - область частот, в пределах которой фильтр обладает малым ослаблением (затуханием). Как и в усилителях, она определяется по уровню уменьшения коэффициента усиления в 1,41 раза (на 3дБ). Область частот, в пределах которой фильтр существенно ослабляет сигнал, называется полосой задержания (заграждения, подавления).

По характеру расположения полосы пропускания и полосы задержания активные фильтры, как и фильтры на пассивных элементах, подразделяются на:

- фильтры низких частот, пропускающие сигналы в диапазоне час-

- тот от $\omega = 0$ до $\omega = \omega_B$ (рисунок 21.1, а);
- фильтры высоких частот, пропускающие сигналы с частотой от $\omega = \omega_H$ до $\omega = \infty$ (рисунок 21.1, б);
 - полосовые, пропускающие сигналы в диапазоне частот от ω_H до ω_B (рисунок 21.1, в);
 - режекторные (заградительные) фильтры, не пропускающие сигналы в узком диапазоне частот от ω_{ZH} до $\omega_{ЗВ}$ (рисунок 21.1, г).



- а – АЧХ фильтра низкой частоты;
 б – АЧХ фильтра высокой частоты;
 в – АЧХ полосового фильтра;
 г – АЧХ режекторного фильтра

Рисунок 21.1 – АЧХ фильтров

Для решения конкретных задач в настоящее время разработано множество разнообразных активных фильтров. Наиболее известными из них являются фильтры Чебышева, Баттерворта и Бесселя. Рассмотрим общие принципы применения ОУ с цепями частотно-зависимой ООС для формирования устройств с различными частотными свойствами.

21.1 Фильтр низких частот и фильтр высоких частот

Простейшими активными фильтрами высоких и низких частот являются, соответственно, дифференцирующий (рисунок 21.2) и интегрирующий (рисунок 21.3) усилители. В них основным элементом, определяющим частотную характеристику усилителя, является конденсатор, включенный в цепь обратной связи.

Как было показано ранее, ЛАЧХ дифференцирующего усилителя имеет вид, представленный на рисунке 21.2. Частота среза ω_1 определяется из соотношения

$$\omega_1 = 1/(R_1 C_1), \quad (21.1)$$

где $R_1 C_1 = \tau_1$ - постоянная времени дифференцирующего усилителя.

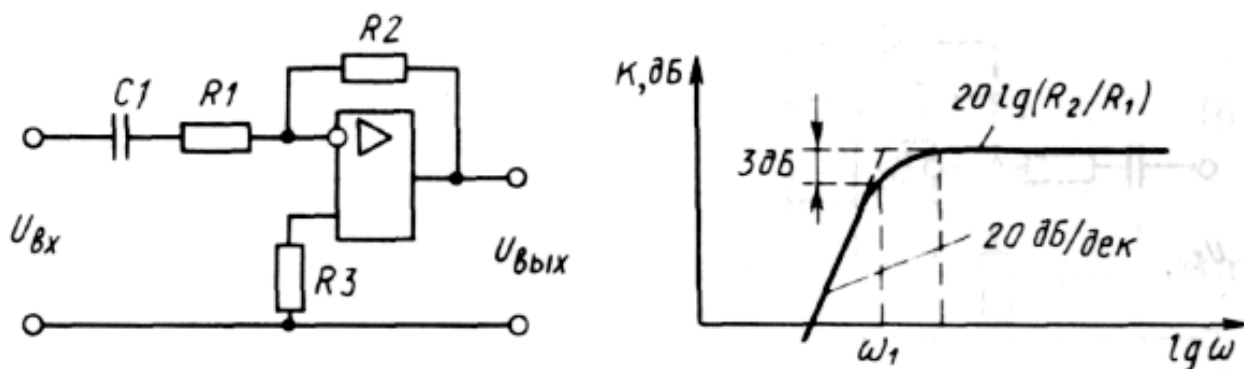


Рисунок 21.2 – ФВЧ и его ЛАЧХ

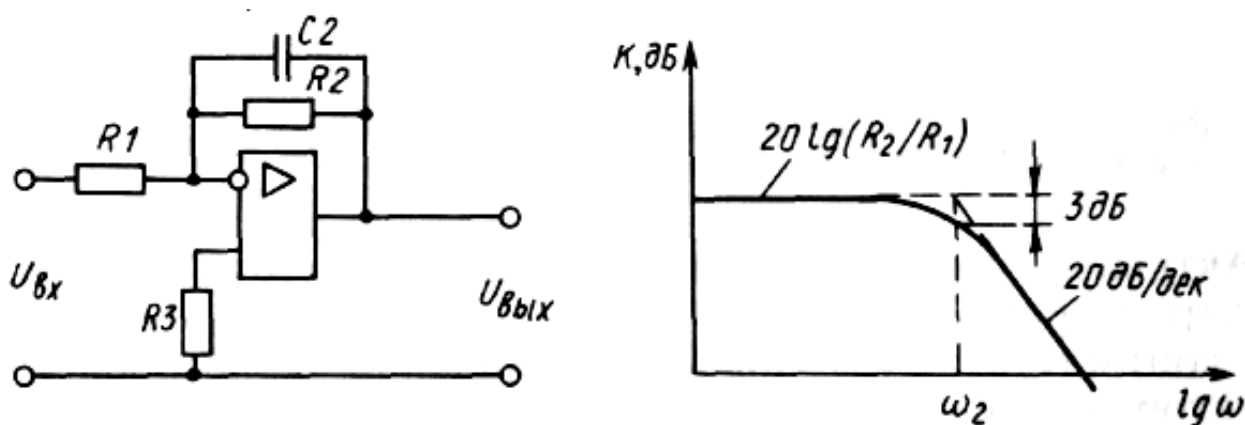


Рисунок 21.3 – ФНЧ и его ЛАЧХ

Комплексный коэффициент усиления дифференцирующего усилителя может быть представлен выражением

$$K(j\omega) = \frac{R_2}{R_1 + 1/(j\omega C_1)} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1}, \quad (21.2)$$

или, переходя к операторной форме, получим передаточную функцию

$$K(p) = -R_2 p \tau_1 / [R_1 (1 + p \tau_1)], \quad (21.3)$$

где $\tau_1 = R_1 C_1$.

Как видно из выражения для $K(j\omega)$, при частоте $\omega = 0$ коэффициент усиления также равен нулю, а при частоте $\omega \rightarrow \infty$ коэффициент усиления стремится к величине, равной отношению $-R_2 / R_1$.

Для фильтра низких частот (интегрирующего усилителя, рисунок 21.3), аналогично рассмотренному, можно записать

$$K(j\omega) = -\frac{R_2 \parallel 1/(j\omega C_2)}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1+j\omega C_2 R_2} \quad (21.4)$$

или в операторном виде

$$K(p) = -R_2 / [R_1 (1 + p\tau_2)], \quad (21.5)$$

где $\tau_2 = C_2 R_2$.

ЛАЧХ фильтра низких частот показана на рисунке 21.3.

Частота среза

$$\omega_2 = 1/(R_2 C_2). \quad (21.6)$$

Проанализировав выражение для комплексного коэффициента усиления напряжения интегратора, можно отметить, что на частоте $\omega = 0$ коэффициент усиления имеет значение, равное отношению $-R_2 / R_1$. На частоте $\omega \rightarrow \infty$ коэффициент усиления стремится к нулю.

Передаточные функции приведенных простейших фильтров представляют собой уравнения первого порядка, поэтому и фильтры называются фильтрами первого порядка. Спад коэффициента усиления у фильтров первого порядка составляет с частотой 20 дБ/дек.

Простейшие активные фильтры имеют малую крутизну спада ЛАЧХ, что свидетельствует о плохих избирательных свойствах таких фильтров.

Для улучшения избирательности нужно повышать порядок передаточных функций за счет введения дополнительных RC-цепей или последовательного включения идентичных активных фильтров. На практике наиболее часто используют ОУ с цепями ОС, работа которых описывается уравнениями второго порядка. При необходимости повысить избирательность системы отдельные фильтры второго порядка включают последовательно.

Активные фильтры низких и высоких частот второго порядка приведены на рисунке 21.4, а, б. У них при соответствующем подборе номиналов резисторов и конденсаторов наклон асимптот составляет 40 дБ/дек. Причем, как видно из рисунка 4, переход от фильтра низких к фильтру высоких частот осуществляется заменой резисторов на конденсаторы, и наоборот.

Передаточные функции этих фильтров, соответственно, равны:

$$K(p) = - \frac{1}{\frac{R_1 + \frac{R_1 R_2}{R_3} C_2 p + (R_1 + R_2) p + R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}{R_3}}; \quad (21.7)$$

$$K(p) = - \frac{R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}{1 + R_1 (C_1 + C_2 + C_3) p + R_1 R_2 C_1 C_3 p^2};$$

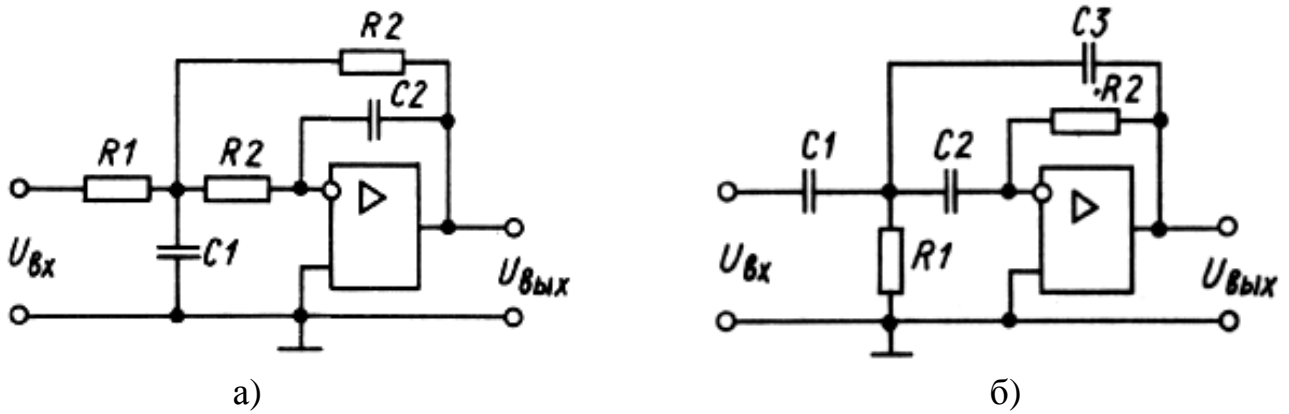


Рисунок 21.4 – ФНЧ (а) и ФВЧ (б)

Для фильтров низких и высоких частот частоты, характеризующие «начало» среза или его окончание, равны

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}; \quad (21.8)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}.$$

21.2 Полосовой и режекторный фильтры

При объединении фильтров низких и высоких частот (например, приведенных на рисунках 21.2 и 21.3) получается полосовой фильтр (рисунок 21.5), имеющий ЛАЧХ, приведенную на том же рисунке.

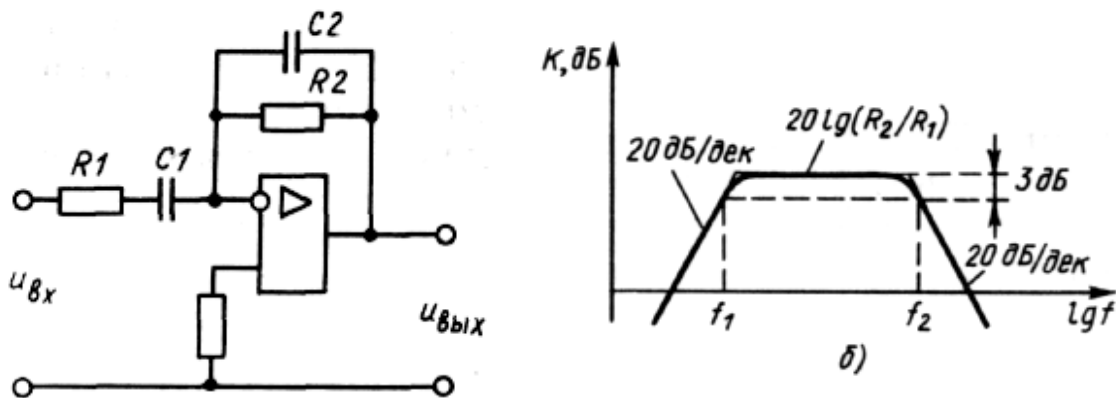


Рисунок 21.5 – Полосовой фильтр

Частоты среза фильтра определяются из выражений

$$\omega_1 = 1/(R_1 C_1), \quad \omega_2 = 1/(R_2 C_2). \quad (21.9)$$

Полосовой фильтр второго порядка имеет вид

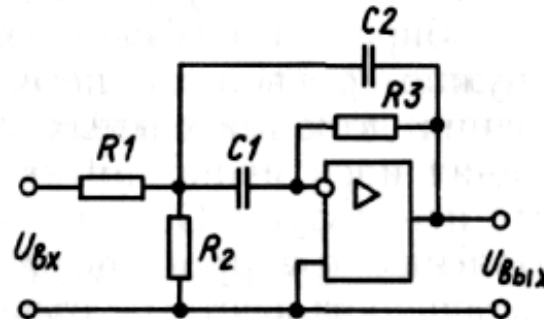


Рисунок 21.6 – ПФ второго порядка

Передаточная функция фильтра имеет вид

$$K(p) = - \frac{\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 p}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2) p + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 C_2 p^2}. \quad (21.10)$$

а резонансная частота может быть найдена из выражения

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}. \quad (21.11)$$

На практике часто полосовые фильтры второго порядка реализуют с помощью мостовых цепей. Наиболее распространены двойные Т-образные мосты, которые «не пропускают» сигнал на частоте резонанса (рисунок 21.7, а) и мосты Вина, имеющие максимальный коэффициент передачи на резонансной частоте ω_0 (рисунок 21.7, б).

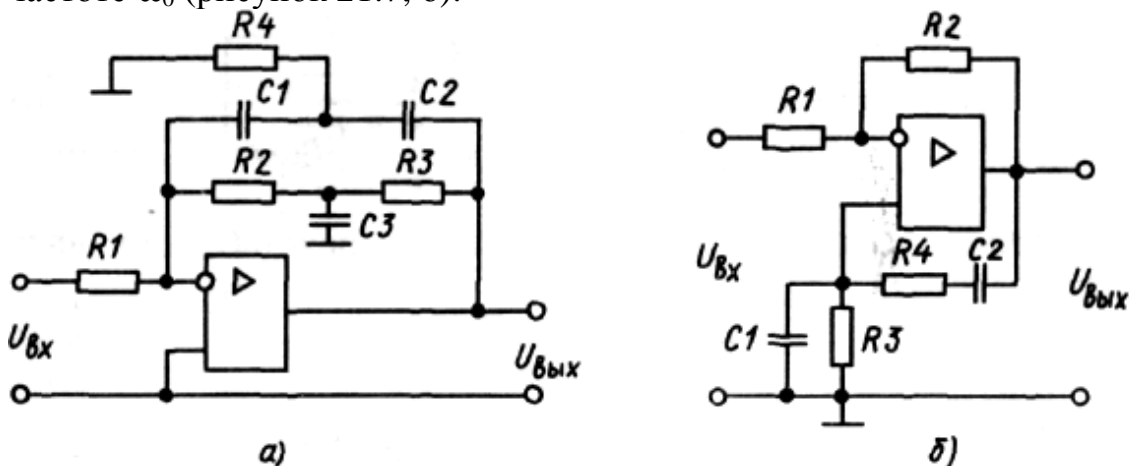


Рисунок 21.7 – ПФ с двойным Т-образным мостом (а) и мостом Вина (б)

Мостовые цепи включены в цепи отрицательной и положительной ОС. В случае двойного Т-образного моста глубина отрицательной ОС минимальна на частоте резонанса. Коэффициент усиления на этой частоте имеет максимальное значение. При использовании моста Вина на частоте резонанса получается максимальная глубина положительной ОС и наибольшее усиление. При этом для сохранения устойчивости глубина отрицательной ОС, созданной с помощью резисторов R_1 , R_2 , должна быть больше положительной. Если коэффициенты положительной и отрицательной ОС близки, то данный активный фильтр может иметь эквивалентную добротность $Q \approx 2000$.

Резонансную частоту двойного Т-образного моста при $R = R_2 = R_3 = R_4 / 2$ и $C = C_1 = C_2 = 2C_3$ и моста Вина при $R_3 = R_4 = R$ и $C_1 = C_2 = C$ выбирают исходя из условия устойчивости $(R_2 + R_1) / R_1 < 3$, так как коэффициент передачи моста Вина на частоте ω_0 равен $1/3$.

Для получения режекторного фильтра двойной Т-образный мост можно включить так, как показано на рисунке 21.8, или мост Вина включить в цепь отрицательной ОС.

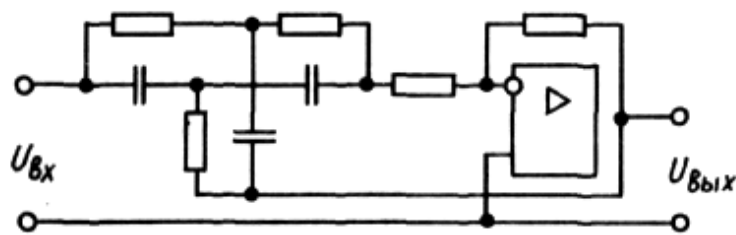


Рисунок 21.8 – Режекторный фильтр

Заключение

Одним из основных направлений развития современной электроники является микроминиатюризация, т. е. более широкое применение принципов и изделий микроэлектроники, что обеспечивает повышение надежности и расширение функциональных возможностей устройств. Наблюдается тенденция повышения степени интеграции микросхем и их функциональной законченности. Увеличивается ассортимент серийных аналоговых интегральных схем. Ведутся работы по созданию полупроводниковых интегральных аналогов реактивных элементов, обладающих повышенными рабочими частотами и стабильностью. По мере развития программного обеспечения будет расширяться применение автоматизированного проектирования аналоговых электронных устройств.

Все большее внимание обращается на энергопотребление и массогабаритные показатели устройств. Увеличивается число разработок усилителей с повышенным КПД и теоретических исследований в этом направлении. В частности, ведутся работы по усилителям мощности, работающим в аналого-ключевом режиме. Продолжаются работы по повышению качества воспроизведения сигналов, точности работы устройств.

Для уменьшения массы и размеров радиаторов, являющихся наиболее крупными и металлоемкими узлами мощных усилителей, весьма перспективно также применение принципа так называемых тепловых трубок. В них перенос тепла осуществляется насыщенным паром рабочей жидкости, помещенной в герметичный объем, что примерно на порядок повышает теплопроводность и уменьшает требуемую массу радиаторов.

Естественно следует ожидать дальнейшего расширения элементной базы. В частности, в перспективе просматривается возможность массового выпуска полупроводниковых приборов и микросхем на основе замены кремния арсенидом галлия и другими полупроводниковыми материалами с большей шириной запрещенной зоны, с более высокой подвижностью носителей. Эти приборы могут работать при более высоких частотах и температурах, а значит, и мощностях, что позволяет уменьшить размеры радиаторов.

Рассмотренный учебный материал позволяет усвоить основы теории аналоговых электронных устройств, а также принципы их построения и применения, что позволит осуществить синтез и расчет принципиальных схем аналоговых устройств реализованных в современной РЭА. На данном учебном материале базируется изучение приемопередающих устройств, основ телевидения, вторичных источников питания, импульсных устройств и узлов радиоэлектронных средств.

Список использованных источников

- 1 **Опадчий, Ю.Ф.** Аналоговая и цифровая электроника (Полный курс): учебник для вузов / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров; под ред. О.П. Глудкина. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2002. – 268 с.
- 2 **Павлов, В.Н.** Схемотехника аналоговых электронных устройств: учебник для вузов / В.Н. Павлов, В.Н. Ногин. – 3-е изд. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2005. – 256 с.
- 3 **Ногин, В.Н.** Аналоговые электронные устройства: учеб. пособие для вузов / В.Н. Ногин. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.: ил.
- 4 **Теряев, Б.Г.** Аналоговые электронные устройства: учеб. пособие для вузов / Б.Г. Теряев. – М.: МИЭРА, 1995. – 244 с.
- 5 **Электротехника и основы электроники /** О.А. Антонова и др.; под ред. О.П. Глудкина, В. П. Соколова. – М.: Высшая школа, 1993. – 445 с.
- 6 **Гусев, В.Г.** Электроника: учеб. пособие для вузов / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – М.: Высш. школа, 1982. – 495 с.: ил.
- 7 **Остапенко, Г.С.** Усилительные устройства / Г.С.Остапенко. – М.: Радио и связь, 1989. – 400 с.
- 8 **Горшков, Б.И.** Радиоэлектронные устройства: Справочник / Б.И. Горшков. – М.: Радио и связь, 1985. – 400 с.: ил.
- 9 **Алексеенко, А.Г.** Применение прецизионных аналоговых микросхем / А. Г. Алексеенко, Е.А. Коломбет, Г.И. Стародуб. – 2-е изд. – М.: Радио и связь, 1985. – 256 с.: ил.
- 10 **Хьюлсман, Л.П.** Введение в теорию и расчет активных фильтров / Л.П. Хьюлсман, Ф.Е. Аллен; пер. с англ. под ред. А. Е. Знаменского. – М.: Радио и связь, 1984. – 384 с.

Приложение А (обязательное)

Выбор схем усилителей и выполнение их расчетов

А. 1 Выбор схемы усилительного каскада и выполнение его расчета

Задача № 1. Согласовать датчик освещенности, выполненный на фоторезисторе СФ2-2, с усилителем, входное сопротивление которого равно 1 кОм. Параметры фоторезистора: темновое сопротивление $R_T = 2 \text{ МОм}$; кратность изменения сопротивления $K = R_T / R_{CB} = 3000$. Напряжение источника $U_{\Pi} = 15 \text{ В}$.

Решение. 1 Найдем минимальное сопротивление фоторезистора:

$$R_{CB} = \frac{R_T}{K} = \frac{2 \cdot 10^6}{3000} = 0,66 \text{ кОм}$$

Поскольку минимальное сопротивление фоторезистора небольшое и соизмеримо со входным сопротивлением усилителя, для согласования датчика с усилителем выберем схему эмиттерного повторителя. Схема каскада с подключенным датчиком показана на рисунке А.1.

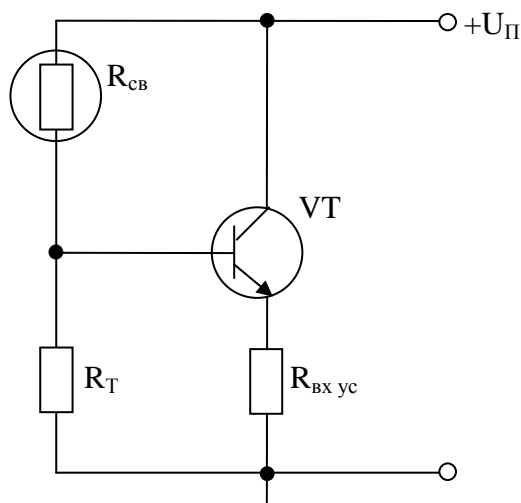


Рисунок А.1

2 Изменение напряжения на входе усилителя при непосредственном подключении фоторезистора ко входу усилителя составит:

$$U_{вх max} = \frac{U_{\Pi} * R_{вх}}{R_{вх} + R_{CB}} = \frac{15 * 1}{1 + 0,66} = 9,03 \text{ В};$$
$$U_{вх min} = \frac{U_{\Pi} * R_{вх}}{R_{вх} + R_T} = \frac{15 * 1}{1 + 3000} = 5 * 10^{-3} \text{ В}.$$

3 Для увеличения входного сопротивления используем в эмиттерном повторителе транзистор КТ3102Г с $h_{21Э \min} = 400$ (из справочника).

В этом случае для входного напряжения эмиттерного повторителя $U_{вх \text{ ЭП}}$ справедливо выражение

$$U_{вх \max} = \frac{\frac{R_{\sigma} * R_{вх \text{ ус}} * h_{21Э}}{R_{\sigma} + R_{вх \text{ ус}} * h_{21Э}} * U_{\Pi}}{R_{\Phi} + \frac{R_{\sigma} * R_{вх \text{ ус}} * h_{21Э}}{R_{\sigma} + R_{вх \text{ ус}} * h_{21Э}}}$$

откуда для R_{σ} найдем

$$R_{\sigma} = \frac{U_{вх \text{ ЭП}} * R_{вх \text{ ус}} * h_{21Э} * R_{\Phi}}{U_{\Pi} * R_{вх \text{ ус}} * h_{21Э} - U_{вх \text{ ус}} * (R_{\Phi} + R_{вх \text{ ус}} * h_{21Э})}$$

где R_{Φ} — текущее значение сопротивления фоторезистора.

4 Задав минимальное входное напряжение эмиттерного повторителя, определим сопротивление балластного резистора R_{σ} .

Допустим $U_{вх \text{ ЭП}} = 1 \text{ В}$. Тогда

$$R_{\sigma} = \frac{1 * 1 * 400 * 300}{1 * 400 * 15 - 1 * (300 + 1 * 400)} = 461 \text{ кОм.}$$

Принимаем $R_{\sigma} = 470 \text{ кОм}$.

5 Уточним диапазон изменения входного напряжения эмиттерного повторителя

$$R_{вх \text{ ЭП}} = \frac{R_{\sigma} * R_{вх \text{ ус}} * h_{21Э}}{R_{\sigma} + R_{вх \text{ ус}} * h_{21Э}} = \frac{470 * 1 * 400}{470 + 1 * 400} = 216 \text{ кОм};$$

$$U_{вх \text{ ЭП} \min} = \frac{U_{\Pi} * R_{вх \text{ ЭП}}}{R_{вх \text{ ЭП}} + R_{\Gamma}} = \frac{15 * 216}{216 + 3000} = 1 \text{ В};$$

$$U_{вх \text{ ЭП} \max} = \frac{U_{\Pi} * R_{вх \text{ ЭП}}}{R_{вх \text{ ЭП}} + R_{св}} = \frac{15 * 216}{216 + 0,66} = 14,95 \text{ В};$$

$$\Delta U_{вх} = U_{вх \max} - U_{вх \text{ ЭП} \min} = 14,95 - 1 = 13,85 \text{ В.}$$

Без эмиттерного повторителя

$$\Delta U_{вх} = 9,03 - 0,005 = 9,025$$

Применение схемы эмиттерного повторителя увеличило диапазон изменения входного напряжения в $13,95 / 9,025 = 1,54$ раза, повысив тем самым чувствительность датчика освещенности.

А. 2 Расчет элементов цепей питания и стабилизации

Задача № 2. В схеме, приведенной на рисунке А.2, определить значение тока коллектора и тока базы, если $E_{\Pi} = 10$ В, $R_1 = 7$ кОм, $R_2 = 3$ кОм, $R_0 = 1$ кОм, $R_K = 1$ кОм.

В каскаде использован кремниевый транзистор с $h_{21Э} = 100$ (из справочника).

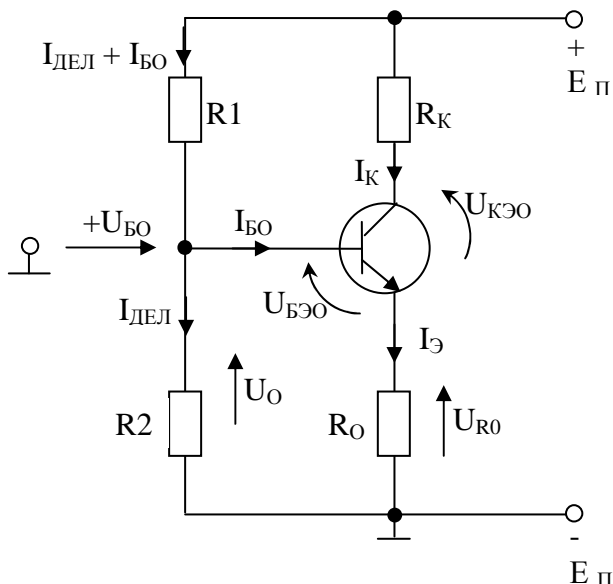


Рисунок А.2

Решение.

1 Ток в цепи коллектора определяется по формуле

$$I_{К0} \approx I_{Э0} = \frac{U_{R0}}{R_0},$$

а в цепи базы – по формуле

$$I_{Б0} = \frac{I_{К0}}{h_{21Э}}.$$

2 Падение напряжения на резисторе R_0 можно вычислить из соотношения

$$U_{R0} = U_0 - U_{БЭ} \approx U_0 - 0,7.$$

3 Постоянное напряжение на базе транзистора, задаваемое делителем

$$U_0 = \frac{E_{\Pi} * R_2}{R_1 + R_2},$$

4 Подставляем в полученные формулы исходные данные и получаем решение:

$$U_0 = 10 \cdot 3 \cdot 10^3 / (7 + 3) \cdot 10^3 = 3 \text{ В};$$

$$U_{R0} = 3 - 0,7 = 2,3 \text{ В};$$

$$I_{K0} = 2,3 / 1 \cdot 10^3 = 2,3 \text{ мА};$$

$$I_{B0} = 2,3 / 100 = 23 \text{ мкА}.$$

Задача № 3. Выполнить расчет усилительного каскада на биполярном транзисторе КТ 315Б по схеме с ОЭ (рисунок 1.3), обеспечивающий получение на выходе максимальной амплитуды выходного напряжения.

Исходные данные: $U_{\Pi} = 12 \text{ В}; f_{\text{H}} = 100 \text{ Гц}$.

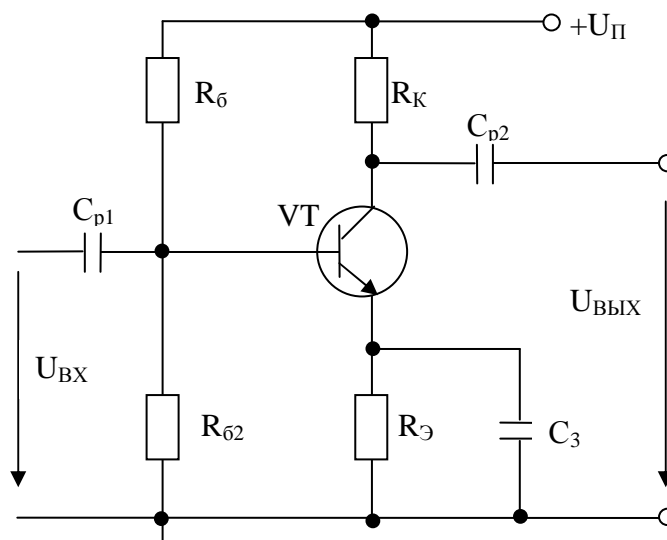


Рисунок 1.3

Решение.

1 На выходных ВАХ транзистора выбрать положение ИРТ таким образом, чтобы обеспечить работу транзистора в режиме А. При построении нагрузочной характеристики принять $U_{K \text{ макс}} = U_{\Pi} = 12 \text{ В}$, $I_{K \text{ макс}} = (0,2 \dots 0,3)I_{K \text{ доп}} = 20 \text{ мА}$. В этом случае ИРТ имеет координаты: $U_{K0} = 6 \text{ В}$, $I_{K0} = 10 \text{ мА}$.

$$I_{B0} = \frac{I_{K0}}{h_{213}} = \frac{10}{200} = 50 \text{ мкА}.$$

2 Падение напряжения в режиме покоя на резисторе R_E должно составлять $(0,15 \dots 0,2) U_{\Pi}$. Тогда сопротивление резистора определится по формуле

$$R_3 = \frac{(0,15 \dots 0,2) * U_{\Pi}}{I_{Э0}} = \frac{(0,15 \dots 0,2) * U_{\Pi}}{I_{Б0} + I_{К0}} = \frac{(0,15 \dots 0,2) * 12}{(10 + 0,05) * 10^{-3}} = 180 \text{ Ом.}$$

3 Сопротивление резистора коллекторной цепи находим по формуле

$$R_К = \frac{U_{\Pi} - U_{К0} - I_{Э0} * R_3}{I_{К0}} = \frac{12 - 6 - 10,05 * 10^{-3} * 180}{10 * 10^{-3}} = 420 \text{ Ом.}$$

4 Выберем резисторы базового делителя.

Ток делителя выбирается из условия

$$I_{Д} = (5 \dots 10) * I_{Б0} = 5 * 50 * 10^{-6} = 0,25 \text{ мА.}$$

Сопротивление резистора R_2 равно

$$R_2 = \frac{I_{Э0} * R_3 + U_{БЭ}}{I_{Д}} = \frac{10,05 * 10^{-3} * 180 + 0,6}{0,25 * 10^{-3}} = 9,6 \text{ кОм,}$$

берем $R_2 = 10 \text{ кОм.}$

Сопротивление резистора R_1 выбирается из соотношения

$$R_1 = \frac{U_{\Pi} - I_{Э0} * R_3 - U_{БЭ}}{I_{Б0} + I_{Д}} = \frac{12 - 1,8 - 0,6}{(0,25 + 0,05) * 10^{-3}} = 32 \text{ кОм.}$$

5 Емкость конденсаторов C_{p1} , C_{p2} и $C_Э$ определяется из одинаковых условий

$$C = \frac{10}{2 * \pi * f_H} = \frac{10}{6,28 * 100} = 160 \text{ мкФ.}$$

Приложение Б
(обязательное)

Оценка параметров и характеристик усилителя с цепью ООС

Б. 1 Оценка параметров усилителя

Задача № 1. Определить вид обратной связи:

а) K_U уменьшается, K_I неизменный, $Z_{вх}$ увеличивается, $Z_{вых}$ уменьшается (последовательная ООС по напряжению);

б) K_U уменьшается, K_I неизменный, $Z_{вх}$ увеличивается, $Z_{вых}$ увеличивается (последовательная ООС по току);

в) K_U неизменный, K_I уменьшается, $Z_{вх}$ уменьшается, $Z_{вых}$ уменьшается (параллельная ООС по напряжению);

г) K_U неизменный, K_I уменьшается, $Z_{вх}$ уменьшается, $Z_{вых}$ увеличивается (параллельная ООС по току).

Таблица Б.1

Параметр	Вид отрицательной обратной связи			
	Последоват. по напряжению	Последоват. по току	Параллельн. по напряжению	Параллельн. по току
K_U	↓	↓	const	const
K_I	const	const	↓	↓
$Z_{вх}$	↑	↑	↓	↓
$Z_{вых}$	↓	↑	↓	↑
стабилизация	$U_{вых}$	$I_{вых}$	$U_{вых}$	$I_{вых}$

Задача № 2. Какую амплитуду должен иметь сигнал на входе усилителя, чтобы амплитуда выходного сигнала равнялась 2 В, если $K_U = 10$, $\beta = 0,05$ (ООС – последовательная по входу).

Решение:

$$K_{U\text{ оос}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K_U}{1 + \beta * K_U};$$

$$U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вых}} * (1 + \beta * K_U)}{K_U} = \frac{2 * (1 + 0,05 * 10)}{10} = 0,3 \text{ В.}$$

Задача № 3. Определить амплитуду сигнала на выходе усилителя и входное сопротивление усилителя, охваченного последовательной по напряжению ООС, если коэффициент усиления усилителя на средних частотах $K_{U\text{ ср}} = 50$, коэффициент

обратной связи $\beta = 0,03$, входное сопротивление усилителя без обратной связи – 100 Ом, амплитуда входного напряжения $U_{вх} = 0,5$ В.

Решение:

$$K_{U\text{ ос}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K_U}{1 + \beta * K_U};$$

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}} * K_U}{1 + \beta * K_U} = \frac{0,5 * 50}{1 + 0,03 * 50} = 10 \text{ В.}$$

$$R_{\text{вх ос}} = R_{\text{вх}} * (1 + \beta * K_{U\text{ ср}}) = 100 * (1 + 0,03 * 50) = 250 \text{ Ом.}$$

Б. 2 Расчет элементов цепи ООС

Задача № 4. Граничные частоты полосы пропускания усилителя без обратной связи составляют $f_H = 100$ Гц, $f_B = 10$ кГц, коэффициент усиления напряжения равен $K_U = 80$. Выбрать значение коэффициента передачи цепи ООС так, чтобы нижняя граничная частота $f_{H\text{ ос}} = 20$ Гц. Определить полосу пропускания усилителя.

Решение:

$$f_{H\text{ ос}} = \frac{f_H}{1 + \beta * K_U};$$

$$f_{B\text{ ос}} = f_B * (1 + \beta * K_U);$$

$$\beta = \frac{f_H / f_{H\text{ ос}} - 1}{K_U};$$

$$\beta = (f_H / f_{H\text{ ос}} - 1) / K_U;$$

$$\Pi = f_{B\text{ ос}} - f_{H\text{ ос}};$$

$$\beta = (100 / 20 - 1) / 80 = 0,05;$$

$$f_{B\text{ ос}} = 10\,000 * (1 + 0,05 * 80) = 50\,000 \text{ Гц};$$

$$\Pi = 50\,000 - 20 = 49\,980 \text{ Гц.}$$

Задача № 5. Определить параметры элементов последовательной по напряжению цепи ООС, которой охвачен усилитель, если $K_U = 200$, $K_{U\text{ ос}} = 100$, $R_I = 1$ кОм (рисунок Б.1).

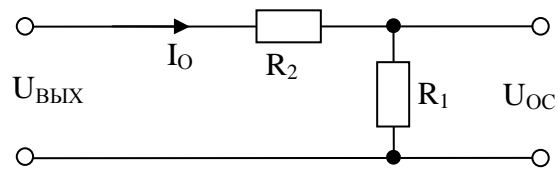


Рисунок Б.1

Решение:

$$K_{U_{OC}} = \frac{K_U}{1 + \beta * K_U};$$

$$\beta = \frac{K_U - K_{U_{OC}}}{K_U * K_{U_{OC}}} = \frac{200 - 100}{200 * 100} = 0,005;$$

$$\beta = \frac{U_{OC}}{U_{ВЫХ}} = \frac{I_{OC} * R_1}{I_{OC} * (R_1 + R_2)} = \frac{R_1}{(R_1 + R_2)};$$

$$R_2 = \left(\frac{1}{\beta - 1} \right) * R_1 = \left(\frac{1}{0,005 - 1} \right) * 1000 = 199 \text{ кОм.}$$

**Приложение В
(обязательное)**

Расчет усилителей на основе аналоговых интегральных схем

В 1 Расчет параметров каскада на составном транзисторе

Задача № 1. Вычислить значение токов $I_{\text{вых } \Sigma}$ и $I_{\text{Э}}$, протекающих через составной транзистор (рисунок В.1), выполненный на транзисторах VT1 (КТ315) и VT2 (КТ815), если ток в базовой цепи транзистора VT1 равен $I_{\text{Б1}} = 10$ мкА.

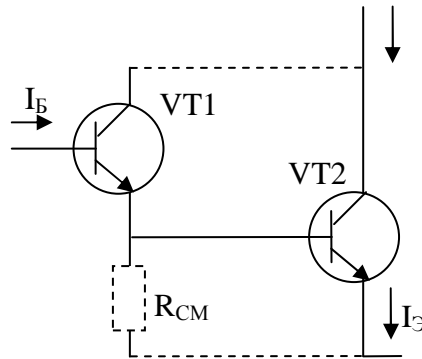


Рисунок В.1

Решение:

1 Ток $I_{\text{вых } \Sigma}$ может быть найден из выражения

$$I_{\text{вых } \Sigma} \approx I_{\text{Б1}} * h_{21 \Sigma 1} * h_{21 \Sigma 2}.$$

Из справочника находим значения статических коэффициентов передачи тока базы для заданных транзисторов: для КТ315Б $h_{21 \Sigma 1} = 200$, для КТ815Б $h_{21 \Sigma 2} = 40$. Тогда

$$I_{\text{вых } \Sigma} = 10^{-5} * 200 * 40 = 80 \text{ мА}.$$

2 Ток $I_{\text{Э}}$ может быть найден следующим образом

$$\begin{aligned} I_{\text{Э}} = I_{\text{ЭVT2}} &= \frac{I_{\text{КVT2}}}{\alpha_2} = \frac{h_{21 \Sigma 2} * I_{\text{БVT2}}}{\alpha_2} \approx \frac{h_{21 \Sigma 2} * I_{\text{ЭVT1}}}{\alpha_2} = \frac{h_{21 \Sigma 2} * I_{\text{КVT1}}}{\alpha_2 * \alpha_1} \\ &= \frac{h_{21 \Sigma 2} * h_{21 \Sigma 1} * I_{\text{Б1}}}{\alpha_2 * \alpha_1} = \frac{I_{\text{вых } \Sigma}}{\alpha_2 * \alpha_1}, \end{aligned}$$

где $\alpha = h_{21 \Sigma} / (1 + h_{21 \Sigma})$ – статический коэффициент передачи тока эмиттера.

Тогда

$$\alpha_1 = 200 / (1 + 200) = 0,995; \quad \alpha_2 = 40 / (1 + 40) = 0,976;$$

$$I_{\Theta} = 80 \cdot 10^{-3} / 0,995 \cdot 0,976 = 82,4 \text{ мА.}$$

Ответ: $I_{\text{ВЫХ}\Sigma} = 80 \text{ мА}$; $I_{\Theta} = 82,4 \text{ мА}$.

В 2 Расчет параметров оконечного каскада

Задача № 2. Выполнить расчет оконечного каскада, схема которого приведена на рисунке В.2, если выходная мощность каскада $P_{\text{ВЫХ}} = 8 \text{ Вт}$, $R_{\text{Н}} = 8 \text{ Ом}$, $f_{\text{МИН}} = 50 \text{ Гц}$, $f_{\text{МАКС}} = 12\,500 \text{ Гц}$.

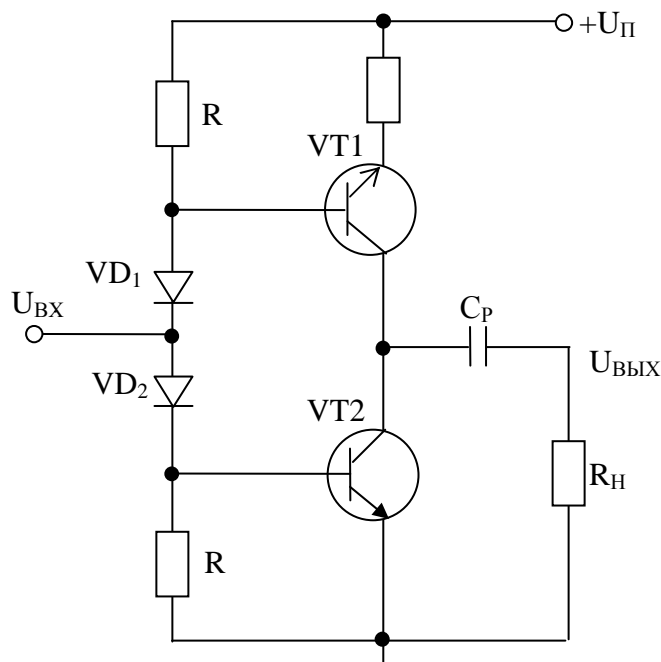


Рисунок В.2

Решение.

1 Мощность, выделяемая транзистором каждого плеча в нагрузку, с некоторым запасом должна быть

$$P_{\sim} \geq 1,1 P_{\text{ВЫХ}};$$

$$P_{\sim} \geq 1,1 \cdot 8 = 8,8 \text{ Вт. Принимаем } P_{\sim} = 9 \text{ Вт.}$$

2 Максимальный ток коллектора каждого из транзисторов

$$I_{\text{К макс}} = \sqrt{\frac{2 * P}{R_{\text{Н}}}} = \sqrt{\frac{2 * 9}{8}} = 1,5 \text{ А.}$$

3 Требуемая амплитуда напряжения на коллекторе транзистора одного плеча

$$U_{Kт} = \frac{2 * P}{I_{K \text{ макс}}} = \frac{2 * 9}{1,5} = 12 \text{ В.}$$

4 Требуемое напряжение питания транзистора

$$U_{K0} \geq U_{Kт} + U_{ост} = U_{Kт} + (1,2 \dots 1,3) * U_{нас.}$$

$$U_{нас} = (0,6 \dots 1) \text{ В};$$

$$U_{K0} \geq 12 + 1,25 * 0,7 = 12,9 \text{ В.}$$

5 Напряжение источника питания каскада определяется из выражения

$$U_{\Pi} = (2,1 \dots 2,2) * U_{K0};$$

$$U_{\Pi} = 2,2 \cdot 12,9 = 28,4 \text{ В. Выбираем } U_{\Pi} = 30 \text{ В.}$$

6 Наибольшее значение мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора одного плеча, составляет

$$P'_{K \text{ макс}} = (0,28 \dots 0,48) P_{\text{вых}};$$

$$P'_{K \text{ макс}} = 0,48 \cdot 8 = 3,84 \text{ Вт.}$$

7 Предельная частота транзистора должна составлять

$$f_{h21Э} \geq (8 \dots 10) * f_{\text{макс}};$$

$$f_{h21Э} \geq 10 * 12500 = 125 \text{ кГц.}$$

8 Транзисторы, выбираемые для каскада, должны удовлетворять условиям

$$U_{K \text{ доп}} \geq U_{\Pi} = 30 \text{ В};$$

$$P_{K \text{ макс}} \geq P'_{K \text{ макс}} = 3,84 \text{ Вт};$$

$$I_{K \text{ макс}} \geq (1,2 \dots 1,3) * I_{K \text{ макс}} = 1,2 * 1,5 = 1,8 \text{ А.}$$

Указанным требованиям удовлетворяют транзисторы КТ816А, КТ817А.

9 Проверяем выполнение требования

$$f_{гр} \geq f_{h21Э} * h_{21Э};$$

$$3 \text{ МГц} \geq 125 \cdot 10^3 \cdot 25 = 3,125 \text{ МГц.}$$

Соотношение не выполняется, но с учетом того, что при расчете $f_{h_{21Э}}$ нами взято предельное значение, можно полагать, что выбранные транзисторы подходят и по данному параметру.

10 Сопротивление резистора R найдем из выражения

$$R \approx \frac{(U_{П/2}) - 0,7}{(8 \dots 10) * I_{Б0}}$$

$$I_{Б0} = \frac{I_{КО}}{h_{21Э\text{мин}}} = \frac{(0,05 \dots 0,1) * I_{К\text{макс}}}{h_{21Э\text{мин}}} = \frac{0,1 * 1,5}{25} = 6 \text{ мА};$$

$$R \approx \frac{(30/2) - 0,7}{10 * 6 * 10^{-3}} = 238 \text{ Ом.}$$

Выбираем $R = 240 \text{ Ом}$.

11 Емкость конденсатора C_p выбирается из соотношения

$$C_p > \frac{1}{2 * \pi * f_{\text{мин}} * R_H};$$

$$C_p > \frac{1}{2 * 3,14 * 50 * 8} = 398 \text{ мкФ.}$$

Выбираем $C_p = 500 \text{ мкФ}$.

Приложение Г
(обязательное)
Линейные преобразователи аналоговых сигналов

Г. 1 Расчет параметров элементов сумматоров на ОУ

Задача 1. Для схемы, приведенной на рисунке Г.1, определить напряжение $U_{\text{вых}}$ и сопротивление резистора $R_{\text{кор}}$, если $R_1 = 8 \text{ кОм}$, $R_2 = 20 \text{ кОм}$, $R_3 = 40 \text{ кОм}$, $R_{\text{OC}} = 100 \text{ кОм}$, $U_{\text{вх1}} = 0,5 \text{ В}$, $U_{\text{вх2}} = -1,5 \text{ В}$, $U_{\text{вх3}} = 0,4 \text{ В}$.

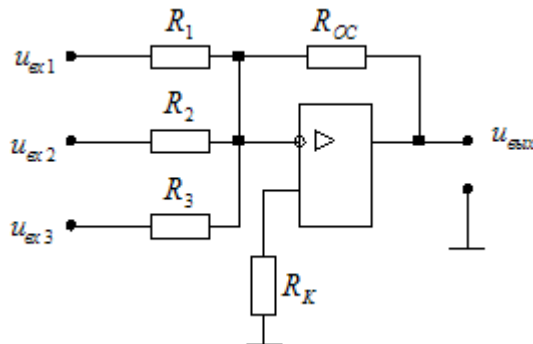


Рисунок Г.1

Решение:

Используя выражение

$$u_{\text{вых}} = -\frac{R_{\text{OC}}}{R_1} u_{\text{вх1}} - \frac{R_{\text{OC}}}{R_2} u_{\text{вх2}} - \frac{R_{\text{OC}}}{R_3} u_{\text{вх3}},$$

находим выходное напряжение инвертирующего сумматора

$$U_{\text{вых}} = -\left(\frac{100}{8} \cdot 0,5 - \frac{100}{20} \cdot 1,5 + \frac{100}{40} \cdot 0,4\right) = 0,25 \text{ В.}$$

Сопротивление корректирующего резистора находим из соотношения

$$\frac{1}{R_K} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_{\text{OC}}}, \text{ откуда}$$

$$\frac{1}{R_K} = \frac{1}{8 \cdot 10^3} + \frac{1}{20 \cdot 10^3} + \frac{1}{40 \cdot 10^3} + \frac{1}{10^5} = 0,21 \cdot 10^{-3} \text{ См,}$$

$$R_K \approx 4,8 \text{ кОм.}$$

Задача 2. Разработать схему, реализующую выражение вида

$$U_{\text{ВЫХ}} = 5U_{\text{ВХ1}} + 2U_{\text{ВХ2}} + 10U_{\text{ВХ3}}.$$

Решение:

Используем схему неинвертирующего сумматора на три входа (рисунок Г.2)

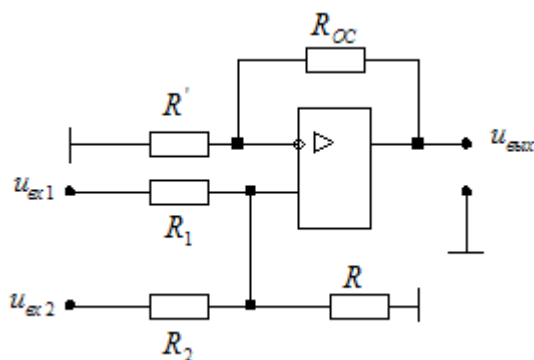


Рисунок Г.2

Пусть $R_{\text{ОС}} = R = 100 \text{ кОм}$, тогда

$$R / R_1 = 5, R_1 = 20 \text{ кОм};$$

$$R / R_2 = 2, R_2 = 50 \text{ кОм};$$

$$R / R_3 = 10, R_3 = 10 \text{ кОм}.$$

Сопротивление резистора R' находим из соотношения

$$\frac{R_{\text{ОС}}}{R'} = R \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right).$$

Поскольку $R_{\text{ОС}} = R$, то

$$\frac{1}{R'} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right), \text{ откуда}$$

$$\frac{1}{R'} = \left(\frac{1}{20 \cdot 10^3} + \frac{1}{50 \cdot 10^3} + \frac{1}{10^4} \right) = 0,17 \cdot 10^{-3} \text{ См},$$

$$R' \approx 5,9 \text{ кОм}.$$

Г. 2 Расчет параметров элементов схемы сложения-вычитания на ОУ

Задача 3. Разработать схему, реализующую на выходе выражение вида

$$U_{\text{вых}} = 10U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} - 4U_{\text{вх3}} - 2U_{\text{вх4}}.$$

Решение:

Используем схему сложения-вычитания (рисунок Г.3). При этом напряжения $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$ должны подаваться на неинвертирующий вход, а $U_{\text{вх3}}$ и $U_{\text{вх4}}$ – на инвертирующий вход ОУ.

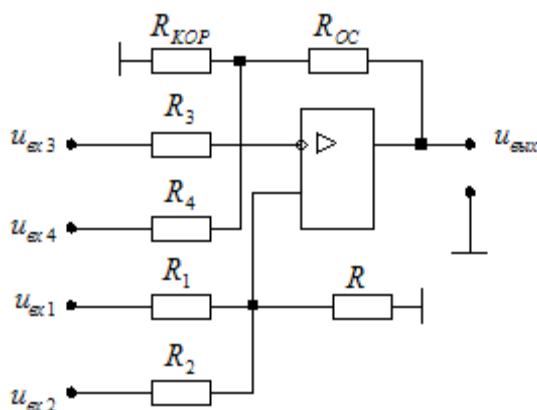


Рисунок Г.3

Пусть $R_{\text{ОС}} = R = 100$ кОм, тогда

$$R / R_1 = 10, R_1 = 10 \text{ кОм};$$

$$R / R_2 = 1, R_2 = 100 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{ОС}} / R_3 = 4, R_3 = 25 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{ОС}} / R_4 = 2, R_4 = 50 \text{ кОм}.$$

Проверим выполнение условия сбалансированности схемы:

$$R_{\text{ОС}} \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = R \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right),$$

$$4 + 2 = 6 \neq 10 + 1 = 11.$$

Разность коэффициентов усиления по входам схемы составляет $11 - 6 = 5$. Тогда $R_{\text{ОС}} / R_{\text{кор}} = 5$, $R_{\text{кор}} = 20$ кОм.

**Приложение Д
(обязательное)**

Выбор схем усилителей на ОУ и выполнение расчетов

Д. 1 Расчет параметров каскада на операционном усилителе

Задача № 1. Вычислить коэффициент усиления усилителей, представленных на рисунках Д.1 и Д.2, если $R1 = 100 \text{ кОм}$, $R_{OC} = 1 \text{ кОм}$.

Решение:

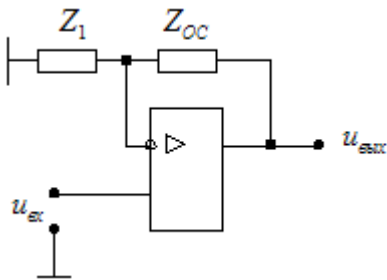


Рисунок Д.1

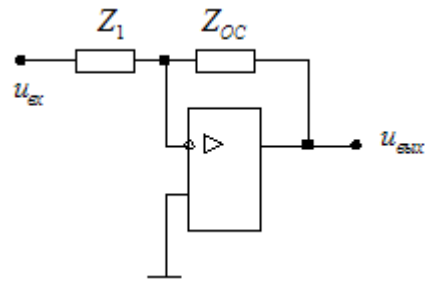


Рисунок Д.2

- 1 $K_{OOC} = 1 + R_{OC} / R1$, $K_{OOC} = 1 + 100 \cdot 10^3 / 1 \cdot 10^3 = 101$.
- 2 $K_{OOC} = -R_{OC} / R1$, $K_{OOC} = -100 \cdot 10^3 / 1 \cdot 10^3 = -100$.

Д. 2 Выбор схемы усилительного каскада и расчет параметров элементов

Задача № 2. На вход усилителя на ОУ поступает сигнал $U_{вх} = 50 \text{ мВ}$. На выходе усилителя необходимо обеспечить напряжение $U_{вых} = +(-) 5 \text{ В}$. Выбрать схему усилителя и определить значение резистора $R1$, если $R_{OC} = 100 \text{ кОм}$.

Решение:

Поскольку на входе и на выходе усилителя фазы сигналов совпадают, то следует использовать неинвертирующий усилитель на ОУ.

$$K_{OOC} = U_{вых} / U_{вх};$$

$$K_{OOC} = 5 / 0.05 = 100;$$

$$K_{OOC} = 1 + R_{OC} / R1;$$

$$R1 = R_{OC} / (K_{OOC} - 1);$$

$$R1 = 100 \cdot 10^3 / (100 - 1) \approx 1 \text{ кОм.}$$

Задача № 3. Выполнить расчет параметров элементов частотно-зависимой ООС (рисунок Д.3), если $K_{ООС} = 200$, $f_H = 100$ Гц, $f_B = 10$ кГц, $R1 = 100$ кОм, $R_{\text{вых ОУ}} = 200$ Ом.

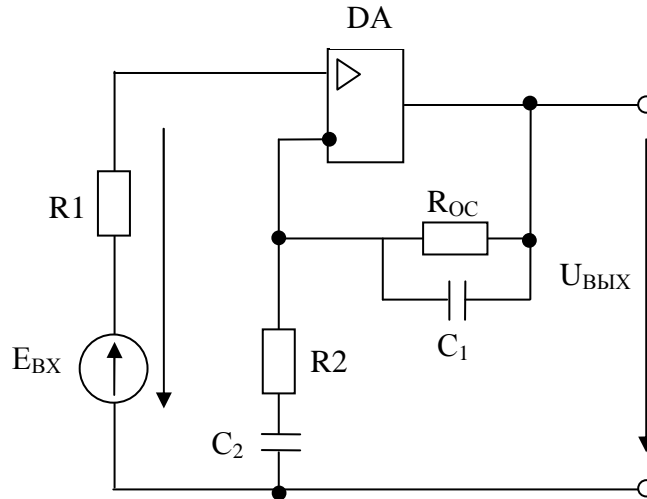


Рисунок Д.3

Решение:

Из условия компенсации дрейфовой составляющей выходного напряжения ОУ

$$R_{\text{вых ОУ}} + R_{\text{ОС}} = R1$$

находим требуемое значение резистора $R_{\text{ОС}}$

$$R_{\text{ОС}} = R1 - R_{\text{вых ОУ}} = 100 \cdot 10^3 - 200 = 99,8 \text{ кОм.}$$

$$K_{\text{ООС}} = 1 + \frac{R_{\text{ОС}}}{R2},$$

откуда

$$R2 = \frac{R_{\text{ОС}}}{K_{\text{ООС}} - 1} = \frac{99,8 \cdot 10^3}{200 - 1} \approx 501 \text{ Ом.}$$

Емкость конденсаторов $C1$ и $C2$ выбираем из условия обеспечения требуемой полосы пропускания усилителя:

$$R2 \cdot C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_H},$$

откуда

$$C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot R2} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 501} \approx 3,2 \text{ мкФ;}$$

$$R_{oc} * C1 = \frac{1}{2 * \pi * f_B},$$

откуда

$$C1 = \frac{1}{2 * \pi * f_B * R_{oc}} = \frac{1}{2 * 3,14 * 10 * 10^3 * 99,8 * 10^3} \approx 160 \text{ пФ}.$$